RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

6. JAHRG. 6 MÄRZ 1957



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

Titelbild:

Diese industrielle Fernsehanlage ist die erste, die vom VEB Werk für Fernmeldewesen entwickelt wurde. Sie besteht aus der Kamera (links), dem Betriebsgerät mit Bedienungszusatz (Mitte) und dem Bildschreiber (rechts). Die Anlage ist auf der diesjährigen Frühjahrsmesse in Leipzig zu sehen. Nähere Angaben finden Sie auf Seite 165. Aufnahme: Kolbe

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 1448
Verlagsdirektor: Walter Franze
Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Verantw. Fachredakteur: Ing. Giselher Kuckelt
Lizenznummer: 4102
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM



Von Zeit zu Zeit veröffentlicht unsere Fachzeitschrift Schaltbilder von neuen Geräten, deren Textteil eigentlich nur eine Erweiterung des Prospektes darstellt und dem Fachmann wenig bietet. Viel wichtiger wäre hier eine eingehende Legende der einzelnen Gerätestufen, wie sie in vorbildlicher Weise meines Wissens erstmalig in der DDR von SONATA für den „Giebichenstein" geschaffen wurde. Einen Fortschritt in dieser Hinsicht stellt schon die Beschreibung des „Dürer" in Heft 24 (1956) dar, der zu begrüßen ist . . .

Dr. N., Weimar

*

Ich bin von Beruf Textilkaufmann und möchte mich auf dem Gebiet der Radio- und Fernsehtechnik bilden. Aus diesem Grunde wende ich mich heute an Sie mit der Bitte um Auskunft, ob innerhalb der DDR ein Institut besteht, welches auch für Anfänger Fernunterrichtskurse in dem oben angeführten Wissensgebiet erteilt . . .

G. N., Auerbach/Vogtl.

Nach unseren Informationen gibt es in der DDR außer dem offiziellen Fernstudium an Fach- und Hochschulen keine solche Möglichkeit. Vielleicht wenden Sie sich an die Volkshochschule Ihres Kreises, um dort an einem Lehrgang teilzunehmen. Die Redaktion.

*

In RADIO UND FERNSEHEN Heft 1 (1957) konnte man in einer Anzeige lesen: „Spannungsgleichhalter 220 Volts —30% +20% Abgang immer 220 Volts . . ." Sind das Volts neuen Typs (Neu-Volts oder Neuerer-Volts) oder sind die Setzers schuld?

Hätte der Einsender dieser humorvollen Kritik statt eines unpassenden Schlußsatzes seinen Namen darunter geschrieben, so wären ihm einige Marks Honorar zugegangen. Schade! Die Redakteurs.

*

Zum Thema „Zimmerlautstärke" möchte ich Stellung nehmen. Dem Leser, der in Nr. 17 (1956) dazu schrieb, muß ich teilweise recht geben. Ich stelle mein Gerät bei besonderen Stücken, wie z. B. 5. Sinfonie von Beethoven, auf „Über-Zimmerlautstärke" (natürlich nicht zu nachtschlafender Zeit). Für Schlager und andere „Schallberieselung" genügt eine viel geringere Lautstärke. Dreht man bei einem Mittelwellensender voll auf und hat dann noch auf „Dunkel" gestellt, so kann allerdings von einem Kunstgenuß keine Rede mehr sein. Dazu kann man sprichwörtlich sagen: „Nicht schön, aber laut!"

O. W., Langewiesen/Thür.

*

Ich freue mich immer wieder über jede Bauanleitung, die Sie in Ihrer Zeitschrift bringen, und versuche, möglichst viele nachzubauen oder zumindest auszuprobieren. Aber eines empfinde ich dabei immer unangenehm: Es werden in vielen Anleitungen irgendwelche Spezialteile verwendet, die man aber nirgends erhält . . .

U. B., Bischofswerda/Sa.

*

In Nr. 4 (1956) Ihrer Zeitschrift war eine Baubeschreibung für ein Tonbandgerät. Versuche, die benötigten Teile von den angeführten Firmen zu erhalten, verliefen ergebnislos. Können Sie mir Bezugsquellen für Bausätze von Tonbandgeräten, Katodenstrahlröhren, Stabis, Mehrebenenschalter, Schrauben, Duralblech nennen?

H. B., Elsterberg

Mitunter erhalten wir solche Briefe wie die beiden vorstehenden. Es ist auch uns bekannt, daß es vor allem in kleineren Orten nicht ganz leicht ist, alle Einzelteile für einen geplanten Bau zusammenzubekommen. Ohne jemandem zu nahe treten zu wollen, muß man es einmal deutlich aussprechen: Wer darauf angewiesen ist, sich sklavisch an jede vorgeschriebene Schraube zu halten, der sollte sich lieber etwas Fertiges kaufen. Da nun aber die Anfragen unserer Leser prinzipiell zu Recht bestehen, sei gesagt, daß schon seit längerer Zeit Bestrebungen im Gange sind, ein größeres zentrales Versandgeschäft für Radioamateurbedarf zu schaffen (siehe unseren Leitartikel im Heft 14, 1956). Wir werden uns mit dahinterklemmen.

Was das Tonbandgerät betrifft, so hatten die angeführten Firmen dem Autor der Bauanleitung zugesichert, evtl. eingehende Bestellungen zu berücksichtigen. Sie traten später von ihrem Angebot zurück mit der Begründung, vordringliche Planauflagen erhalten zu haben. Die Redaktion.

*

Ich benötige dringend den Scheinwiderstand der Schwingspule eines elektrodynamischen RFT-Lautsprechers . . . Das Chassis besteht aus Bakelit, die Erregerspule ist in Aluminium gekapselt, der Lautsprecher ist für etwa 3 W ausgelegt, Baujahr 1950 . . . *H. F., Berlin-Weißensee*

Ein Schiff ist 5 m breit und 30 m lang. Wie alt ist der Kapitän? – Nichts für ungut, Herr F., aber selbst der Kaffeesatz unserer Redaktionssekretärin und das Kartenspiel des Betriebsschutzleiters unseres Verlages waren nicht in der Lage, Ihre Frage eindeutig zu beantworten. Sie haben inzwischen unsere ausführliche Antwort erhalten, in der wir Ihnen zu einer Messung raten. Die Redaktion.

*

Hierbei möchte ich Ihnen auch mitteilen, daß mir Ihr letzter Bericht von der Herbstmesse ganz ausgezeichnet gefallen hat, weil er einen guten Überblick über die herausgekommenen Neuheiten gab. So eine Fassung liest sich wesentlich kurzweiliger und ist für die Leser interessanter als die eintönige Einzelbesprechung der Apparate mit der ewigen Wiederholung ihrer Vorzüge in allen möglichen Varianten. *H. S., Leipzig*

Die Herausgabe eines Messeberichtes ist nicht ganz einfach, da sie meist unter höchsten Termindruck erfolgt. Auch das Entgegenkommen vor allem der volkseigenen Betriebe (das muß leider festgestellt werden) in bezug auf die Erteilung von Informationen ist sehr unterschiedlich –, so unterschiedlich, daß wir es uns nicht verkneifen können, in unserem Messebericht (nächstes Heft) einiges dazu zu sagen. Die Redaktion.

Bestellungen nehmen entgegen

für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter; der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: »Raznoiznos«, rue Tzar Assen 1, Sofia
Volksrepublik China: Guozi Shudian, 38, Suchoi Hutung, Peking
Volksrepublik Polen: Ars Polonia, Foksal 38, Warszawa
Rumänische Volksrepublik: Cartimex, Intreprindere de Stat pentru. Comertul Exterior, Bukarest 1, P. O. B. 134/135
Tschechoslowakische Volksrepublik: Artia AG, Ve smečkách 30, Praha II
UdSSR: Meshdunarodnaja Kniga, Moskau 200, Smolenskaja P 32/34
Ungarische Volksrepublik: »Kultura« Könyv és hirlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

2. MÄRZHEFT 6. JAHRGANG **6** 1957

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

Dipl.-Ing. W. KNOPF, Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen, Berlin-Adlershof, Außenstelle Kolberg

Funkstörungen durch UKW-Empfänger

Die in Überlagerungsempfängern enthaltenen Oszillatoren können in benachbarten Empfangsgeräten Störungen verursachen. Das Auftreten derartiger Störungen häuft sich in der letzten Zeit mit der ständig zunehmenden Dichte der in Betrieb genommenen Empfänger. Die enge Nachbarschaft mehrerer Empfangsanlagen erhöht die Gefahr der gegenseitigen Beeinflussung. Nicht alle gerätefertigenden Betriebe haben dieser Gefahr in dem erforderlichen Maße vorgebeugt. So sind z. B. zahlreiche UKW-Empfänger in den Handel und in Betrieb gekommen, die insbesondere den Fernsehempfang in ihrer Nachbarschaft erheblich stören. Diese unangenehmen Folgen einer leichtfertigen Entwicklung werden sich in noch stärkerem Maße bei der zunehmenden Verbreitung des Fernsehens einstellen. Eine daraus unabwendbar zu ziehende Konsequenz muß für die Industrie die Entwicklung störstrahlungsarmer Empfänger und die Herausgabe von Umbauanleitungen für ältere Empfänger sein.

Mit der Einführung des UKW- und Fernsehrundfunks sind gegenseitige Störungen von Empfangsanlagen untereinander wieder in Erscheinung getreten, die aus der Zeit des Mittel- und Langwellenrundfunks wohl bekannt waren, die aber ihre Bedeutung verloren hatten. Das bekannteste Beispiel für Störungen dieser Art gibt ein Audionempfänger mit von Hand einstellbarer Rückkopplung, der bei unsachgemäßer Handhabung selbsterregte Schwingungen erzeugt, die von benachbarten Empfängern aufgenommen werden und dort durch Überlagerung mit dem Nutzsignal den bekannten Pfeifton erzeugen können. Die Häufigkeit solcher Störungen ist mit der Verdrängung dieser Empfänger zurückgegangen. Auch die bei Superhetempfängern als Störer in Frage kommende Oszillatorstrahlung verlor im Mittelwellenbereich durch das Verwenden geeigneter Schaltungen zu ihrer Unterdrückung an Bedeutung. Erst die UKW-Technik stellte das Problem der Oszillatorstrahlung in den Vordergrund. Die in allen UKW- und Fernsehempfängern enthaltenen Oszillatoren erzeugen eine nicht unbeträchtliche Leistung, die, wenn sie zur Abstrahlung gelangt und in einen Empfangskanal fällt, ausreicht, um benachbarte Empfänger zu stören, auch wenn dort eine normalerweise für brauchbaren Empfang ausreichende Nutzfeldstärke vorhanden ist. Die gesetzliche Regelung für die Behebung eines derartigen Störungsfalles läßt sich aus § 7 Abs. (1) der „Verordnung über Hochfrequenzanlagen“ vom 28. 8. 1952 herleiten, der besagt: „Besitzer von Hochfrequenzanlagen sind ohne Rücksicht auf eine etwa erteilte Genehmigung verpflichtet, ihre Hochfrequenzgeräte und -einrichtungen so zu betreiben, daß Funkdienste nicht gestört werden“. Auf Grund der Anweisung des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen zur Verordnung über Hochfrequenzanlagen (HFVO) und der hierzu erlassenen Ersten Durchführungsbestimmung (DfB) vom 28. 8. 1952 müssen gemäß Abs. 1 die Störschutzbestimmungen der HFVO auch bei Funkempfangsgeräten berücksichtigt werden. Danach ist der Betreiber eines störenden Empfängers also zur Entstörung verpflichtet.

Da nun aber auf der einen Seite dem Rundfunkhörer diese Unannehmlichkeit erspart werden muß, zum anderen aber auch eine nachträgliche Entstörung nur mit einem erheblichen Aufwand und wohl kaum ohne Mitwirkung des Herstellerbetriebes möglich sein wird, sollte dieses Problem grundsätzlich bei der Fertigung gelöst werden. Die bisherigen Versäumnisse in dieser Richtung lassen sich zum Teil darauf zurückführen, daß mangels geeigneter Meßverfahren und Meßgeräte kein Maßstab für die Bewertung der Oszillatorstrahlung angelegt werden konnte. Um weiteren Komplikationen vorzubeugen, haben Industrie und Post Vorschriften für Meßverfahren und Funkstörgrenzwerte ausgearbeitet, deren Herausgabe demnächst zu erwarten ist.

Die verschiedenen Störquellen

Im Band II arbeiten die Oszillatoren der Rundfunkempfänger üblicherweise 10,7 MHz oberhalb der Empfangsfrequenz. Um eine genügende Sicherheit der Einstellbarkeit der Anfangs- und Endkanäle zu erreichen und Streuungen in der Fertigung auszugleichen, geht der tatsächliche Empfangsbereich stets über die Bandgrenzen hinaus. Der Oszillator überstreicht dann mit seiner Grundwelle den Bereich von 97 bis 111 MHz und mit seiner 2. Harmonischen den von 194 bis 222 MHz. Es sind aber auch schon zahlreiche Empfänger mit einer anderen ZF oder mit unter der Empfangsfrequenz schwingendem Oszillator auf den Markt gekommen. In jedem Falle liegt die Grundwelle z. T. im Band II und die 2. Harmonische in dem für das Fernsehen benutzten Band III (in der Deutschen Demokratischen Republik z. Z. 144 bis 223 MHz).

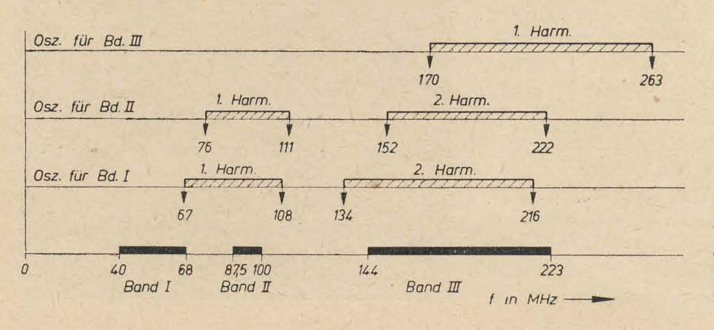


Bild 1: Möglicher Einfall von Empfängeroszillatoren in den z. Z. in der DDR verwendeten Bändern I, II und III

Die Oszillatoren der Fernsehempfänger sind über einen noch weit größeren Frequenzbereich verteilt. Bei den z. Z. verwendeten Zwischenfrequenzen liegen die Oszillatorfrequenzen etwa in den Bereichen von 67 bis 108 MHz und 170 bis 263 MHz und deren Oberwellen zwischen 134 und 216 MHz. Allerdings sind Störungen durch Oszillatoren der Fernsehempfänger wesentlich seltener als durch UKW-Rundfunkempfänger, da sie nur in Gegenden auftreten können, in denen zwei Fernsehsender empfangen werden.

Die Zwischenfrequenz von UKW-Empfängern gelangt in ihrer Grundwelle kaum zur Abstrahlung, da sie einmal um ein Vielfaches höhere Kopplungswiderstände vorfindet, zum anderen aber auch, wegen der durch die Schwingneigung bedingten Schirmung der ZF-Kreise, keine Ausbreitungsmöglichkeiten findet. Bei FM-Empfängern, die mit einer Begrenzerstufe arbeiten, ist jedoch die Möglichkeit gegeben, daß die darin erzeugten höheren Oberwellen zur Abstrahlung gelangen. Bei einer ZF = 10,7 MHz kann z. B. der Fall eintreten, daß die 9. Harmonische der ZF auf 96,3 MHz abgestrahlt und von einem benachbarten Empfänger aufgenommen wird. Falls keine Störung verursacht wird, kann dann zumindest auf 96,3 MHz das Programm des jeweils am Nachbargerät eingestellten Senders mitgehört werden.

Eine weitere Störstrahlungsquelle ist der UKW - Pendelrückkopplungsempfänger. Er erzeugt seiner Arbeitsweise entsprechend Störfrequenzen in dem Frequenzbereich auf den er abgestimmt ist, dabei aber in einer Bandbreite, die ein Vielfaches der Pendelfrequenz beträgt. Das gegenüber dem Oszillator eines Überlagerungsempfängers noch unangenehmere Störspektrum hat seine Ursache in der 100%igen Modulation des Empfangssignals mit der Pendelfrequenz. Das mit einem Pendler für Band II erzeugte Störspektrum überstreicht etwa den Bereich von 82 bis 105 MHz und seine Oberwellen von 164 bis 210 MHz.

Der Vollständigkeit wegen sei hier noch die Abstrahlung der Oberwellen der Horizontalablenkimpulse von Fernsehempfängern erwähnt. Es können dadurch eventuelle Störungen im Lang- und Mittelwellenbereich auftreten. Sie äußern sich als Zisch- und Brummgeräusche, wenn ein Empfänger gerade auf eine Oberwelle abgestimmt ist.

Im wesentlichen werden also Störungen durch Empfangsgeräte von sinusförmigen Grundschwingungen und deren Harmonischen auf leicht zu errechnende Frequenzen bewirkt.

Die Abstrahlung der Störfrequenzen erfolgt zum größten Teil über die angeschlossenen Antennen und das Chassis. Zuleitungen zum zweiten Lautsprecher, Tonabnehmer, Abstimmanzeigeröhren sowie metallene Zierleisten können an der Abstrahlung beteiligt sein. Einen beachtlichen Anteil an der Störstrahlung liefert meist auch die Netzanschlußleitung des Empfängers. Die Abstrahlung der Störfrequenzen wird begünstigt durch nicht genügend oder unsachgemäß geschirmte Teile des Gerätes, die planmäßig HF führen, sowie durch Aufteilung oder ungünstige Bohrungen und Schlitze des Chassis.

Auftretende Störerscheinungen

Wird die Strahlung der genannten Störquellen von UKW-Empfängern aufgenommen, so können Verzerrungen der Tonwiedergabe eintreten. Die Häufigkeit von Tonstörungen ist allerdings gering, da eine Störfrequenz nur selten auf eine Empfangsfrequenz fällt, zum anderen aber der FM-Ton-Empfang gegen Störungen weitgehend unempfindlich ist.

Im Vordergrund stehen Störungen des Fernsehempfanges. Die aufgenommenen Störfrequenzen verursachen dabei ein Streifenmuster auf dem Bildschirm, für das sich die Bezeichnung Moiré eingebürgert hat. Dieses störende Streifenmuster kommt einer periodischen Bildmodulation gleich. Die entsprechende Modulationsfrequenz entsteht dabei im Empfänger selbst durch Mischung der Störfrequenz mit der Bildträgerfrequenz. Je dichter diese beiden Frequenzen beieinander liegen, um so niedriger ist die entstehende Modulationsfrequenz und um so breiter sind die entstehenden Streifen.

Je größer die Streifenbreite, um so unangenehmer ist der Störeindruck. Beträgt dagegen die entstehende Differenzfrequenz mehr als 4 MHz, so liegt die Störstreifenbreite schon an der Grenze der Erkennbarkeit. Ein so gestörtes Bild gleicht dann schon mehr einem verrauschten Bild. Die meisten Fernsehstörungen dieser Art werden durch die 2. Harmonische der Oszillatorfrequenzen von UKW-Rundfunkempfängern verursacht. Da deren Abstimmung oft gewechselt wird, ändert sich dabei auch der Störeindruck am Fernsehempfänger.

Bild 2: Störung eines FS-Bildes durch den Oszillator eines UKW-Empfängers (Abstand Bildträger – Störfrequenz = 0,15 MHz)



Bild 3: Störung eines FS-Bildes bei einem Abstand Bildträger – Störfrequenz = 1,25 MHz



An einem Zahlenbeispiel seien diese Verhältnisse erläutert: Ein UKW-Rundfunkgerät empfange die Frequenz 94,5 MHz, sein Oszillator arbeitet dann auf 105,2 MHz. Die 2. Harmonische dieses Oszillators fällt mit 210,4 MHz in den Fernsehkanal 209 bis 216 MHz. Der Bildträger dieses Kanals liegt auf 210,25 MHz. Werden diese beiden Signale von einem Fernsehempfänger aufgenommen, so entsteht im Bild eine Störmodulation von

$$210{,}40 - 210{,}25 = 0{,}15 \text{ MHz}.$$

Die Periodendauer der Störmodulation beträgt:

$$\frac{1}{0{,}15} \cdot 10^{-6}\,\text{s} = 6{,}6\,\mu\text{s}.$$



Bild 4: Störung eines FS-Bildes durch einen UKW-Pendler

Die entstehende Störstreifenbreite ist dann bei einer 43-cm-Bildröhre:

$$s = \frac{\text{sichtb. Zeilenbr.} \times \text{Störperiodendauer}}{\text{sichtb. Zeilendauer}},$$

$$s = \frac{360 \cdot 6{,}6}{52} = 46 \text{ mm}.$$

Diese Gesamtbreite umfaßt entsprechend dem Sinuscharakter der Modulationsfrequenz einen dunklen und einen hellen Streifen. Das entstehende Moiré wird als kräftige Störung empfunden (Bild 2).

Ein anderes Beispiel sei die Störmodulation durch den Oszillator eines Fernsehempfängers, der im Kanal 61 bis 68 MHz arbeitet. Der Oszillator schwingt bei Verwendung einer Zwischenfrequenz von 26 MHz auf 88,25 MHz, seine Oberwelle auf 176,5 MHz, also 1,25 MHz über der Bildträgerfrequenz des Kanals 5 (175,25). In dem Grenzgebiet zweier Versorgungsbereiche ist es dann möglich, daß die entstehende Störmodulation ein Moiré mit der Streifenbreite von 5,5 mm verursacht. Bei gleichen Amplitudenverhältnissen wie im ersten Beispiel ist dabei jedoch der Störeindruck wesentlich geringer (Bild 3).

Fernsehstörungen, die durch UKW-Pendler verursacht werden, erhalten ihr charakteristisches Aussehen nicht durch die Differenzfrequenz mit dem Bildträger, sondern durch Demodulation der mehrfachen Seitenbänder, die alle im Abstand der Pendelfrequenz voneinander einfallen. Die störende Modulationsfrequenz ist dann gleich der Pendelfrequenz also etwa 30 bis 80 kHz. Die entstehenden Streifen sind daher sehr breit und besonders störend (Bild 4). Ihr Charakteristikum ist, daß sie auch auf dem Bildschirm erscheinen, wenn kein Nutzsignal vorhanden ist.

Messung der Störstrahlung

Aus der Vielfalt der Abstrahlmöglichkeiten an einem Empfangsgerät ergibt sich eine komplizierte, nicht vorherzusagende Strahlungscharakteristik, die sich mit der einer Antenne nicht vergleichen läßt. Jeder Feldstärkewert setzt sich aus dem vom Chassis und dem von der Antenne kommenden Strahl und den auf dem Umweg über die Reflexion am Erdboden eintreffenden Strahlen zusammen. Es sind also mindestens vier mit verschiedener Polarisation und Phasenlage eintreffende Komponenten am Meßwert beteiligt (Bild 5).

Um die von einer Empfangsanlage ausgehende Strahlung zu erfassen, scheinen also umfangreiche Messungen unerläßlich zu sein. Das eindeutige Maß für die von einem Gerät oder einer Anlage ausgehende Störung bleibt im Einzelfall zweifellos die in der jeweiligen Entfernung erzeugte elektromagnetische Feldstärke. Aber auch bei sorgfältigster Aufnahme des vollständigen Strahlungsdiagrammes einer Empfangsanlage auf einem Meßplatz würde dieses noch nicht das gewünschte Maß für eine auftretende Störung bringen können, da die bei der Messung idealisierten Verhältnisse in der Praxis nicht zutreffen. Es ist daher erklärlich, daß die Bemühungen um ein Meßverfahren für die Störstrahlung nur sehr langsam zum Ziele führten. Für eine Typenprüfung muß der Meßaufbau standardisiert werden. Damit wird ein großer Teil der Zufälligkeiten, die den Meßwert bestimmen, ausgeschaltet und die Reproduzierbarkeit gewährleistet; man entfernt sich aber beträchtlich von den praktischen Verhältnissen.

Die Bestrebungen, ein einfaches Prüfverfahren zu finden und gleichzeitig die unbekannten Einflüsse und Fehler bei Feldstärkemessungen auszuschließen, führten zu dem Versuch, den Wert der Störspannung an den Antennenanschlußklemmen als Kriterium für die Störwirkung zu messen. Ein Vorteil dieser Methode wäre auch die Möglichkeit, die Messungen in einem Faradayschen Käfig auszuführen und dadurch Fremdfehler abzuschirmen. Diese Versuche führten jedoch zu der Erkenntnis, daß auf Grund der oben geschilderten vielfältigen Ausbreitungsmöglichkeiten die Korrelation zwischen der Spannung an den Antennenklemmen und der Störstrahlung nicht zu erfassen ist. Eine Messung der Störspannung an den Antennenklemmen hat nur Berechtigung, wenn die Störabstrahlung hauptsächlich über die Antenne erfolgt. Diese Voraussetzung ist durchaus nicht bei allen Empfängern erfüllt. Besonders unsicher ist der Schluß von Störspannung auf Störstrahlung bei den Oszillatoroberwellen, da dann der bei der Messung idealisierte ohmsche Abschluß des Antenneneingangs den praktischen Verhältnissen nicht entspricht.

Es besteht zwar die Möglichkeit zwischen Antennenanschluß und Meßgerät eine Anpassung herbeizuführen und somit die maximale Störleistung zu erfassen (derartige Messungen sollen einen besseren Zusammenhang zwischen Spannung und Feldstärke gezeigt haben). Diesem Verfahren ist aber entgegenzuhalten, daß eine Anpassung in der Praxis bei Anschluß einer auf der Empfangsfrequenz abgestimmten Antenne auch nicht vorhanden ist. Dem Empfänger wird also bei der Messung auf den Oberwellen eine größere Störleistung entzogen als zur Abstrahlung gelangen kann. Die Anwendbarkeit des letztgenannten Verfahrens bleibt daher vorerst begrenzt. Es kann jedoch in Ermangelung eines Feldstärkemeßgerätes zu relativen Messungen an Empfängern benutzt werden. Die so gemessene Spannung bildet einen Anhaltspunkt für die auftretende Störfeldstärke. Es ist

$$\mathfrak{E} \text{ in } \frac{\mu V}{m} \approx 10 \dots 20\,\mathfrak{U} \quad \text{in mV}.$$

Für Absolutmessungen ist jedoch das nachstehend beschriebene Feldstärkemeßverfahren, wie es bei Abnahmeprüfungen durch die Deutsche Post verwendet wird, zu empfehlen. Um sicher zu gehen, daß die Meßentfernung größer als der Bereich des Nahfeldes der untersten zu messenden Frequenz ist und um den möglichen Entfernungen der Praxis zwischen UKW- und Fernsehantennen nahe zu kommen, wurde eine Meßentfernung von 30 m festgelegt. Als Meßgelände dient dabei ein Platz, der mindestens die Abmessungen einer Ellipse mit dem Brennpunktabstand 30 m und den Achsenlängen 60 und 52 m hat (Bild 6). Das Prüfobjekt und die Antenne des Störfeldstärkemeßgerätes werden dabei in den Brennpunkten der Ellipse aufgestellt. Der Meßplatz soll frei von fremden Störfeldern sein. Innerhalb der Ellipse sollen sich keine Aufbauten, Bäume und größere Geländeunebenheiten befinden, da sie Reflexionen hervorrufen können, die am Ort der Messungen stehende Wellen verursachen und somit zu Fehlmessungen führen. Ein außerhalb der Ellipse reflektierter Strahl hat mindestens den doppelten Weg zur Meßantenne zurückzulegen als der direkte Strahl und erfährt dabei eine so große Dämpfung, daß er den Meßwert nicht mehr nennenswert beeinflussen kann. Bodenbeschaffenheit sowie kleinere Unebenheiten bis etwa 10 cm Höhenunterschied brauchen nicht berücksichtigt zu werden.

Zur notwendigen Prüfung der Reflexionsfreiheit des Meßplatzes wird mit Hilfe eines Meßsenders und eines Dipols ein vertikal polarisiertes Feld erzeugt. Wird dann in der Meßentfernung der Standort der Meßantenne um etwa $\lambda/4$ verändert, darf sich die Feldstärke nicht mehr als 10% und nur stetig verändern. Außerdem muß das horizontale Strahlungsdiagramm des Sendedipols einen Kreis ergeben.

Zur Messung der Störfeldstärke kann jedes Feldstärkemeßgerät des benötigten Frequenzbereiches oder ein Meßempfänger in Verbindung mit einem Eichgenerator dienen. Als Meßantenne ist ein auf die Meßfrequenz abgestimmter, in horizontale und vertikale Polarisation drehbarer Dipol zu verwenden. Die Länge des Meßdipols errechnet sich zu

$$l = \frac{\lambda}{2} - 0{,}05\,\frac{\lambda}{2} \quad \text{in cm}$$

(λ = Wellenlänge der Meßfrequenz).

Die Hilfsaufbauten der Meßanordnung wie Stative, Antennen u. ä. müssen, besonders in ihren längeren Teilen, aus nicht leitendem Material bestehen. Während der Messung dürfen sich innerhalb der

Bild 7: Aufbauten für die Störstrahlungsmessung an einem Rundfunkgerät

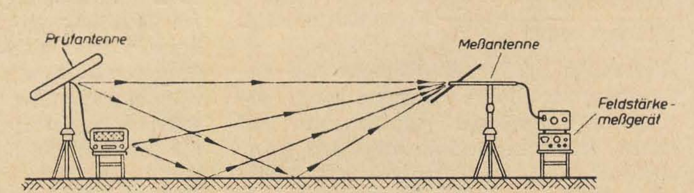


Bild 5: Wege der Störstrahlung zwischen Meßobjekt und Meßantenne bei einer Störstrahlungsmessung über ebenem Gelände

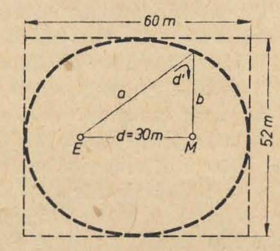


Bild 6: Abmaße eines Platzes für Störstrahlungsmessungen. Die Mindestgröße ist durch die eingezeichnete Ellipse gegeben, so daß ein Weg a + b = d' = 2d = 60 m beträgt (E = Empfänger, M = Meßgerät)

Meßstrecke und im Umkreis von fünf bis acht Metern um das Prüfobjekt keine Personen aufhalten.
Der zu prüfende Empfänger ist als Tischempfänger in einer Höhe von einem Meter, als Standempfänger in einer Höhe von 60 Zentimeter aufzustellen. Als Prüfantenne ist am Rundfunkempfänger ein auf die mittlere Frequenz des jeweiligen Empfangsbandes abgestimmter waagerechter Faltdipol zu verwenden. Der Faltdipol ist über ein ungeschirmtes Antennenkabel mit Z = 240 Ω mit dem Antenneneingang des Empfängers zu verbinden (Bild 7).

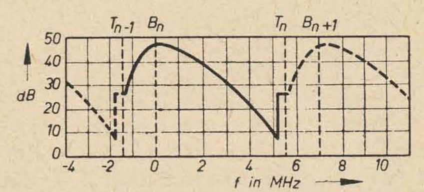


Bild 8: Erforderlicher Störabstand für ungestörten FS-Empfang bezogen auf einen Bildträger B_n (T_{n-1} ist der Tonträger des unteren, B_{n+1} der Bildträger des oberen Nachbarkanals)

Am Prüfobjekt sind folgende Meßreihen durchzuführen:

1. eine Meßreihe mit angeschlossenem Faltdipol,
2. die Messung unter 1. wird für den Bereich der Harmonischen mit einer um $\lambda/4$ der Meßfrequenz verlängerten Antennenzuleitung wiederholt,
3. eine Meßreihe ohne Faltdipol (wenn eine Einbauantenne vorhanden ist, mit dieser),
4. auf der Frequenz, bei der unter 3. der höchste Wert erreicht wurde, ist eine weitere Meßreihe unter Drehung des Empfängers um seine senkrechte Achse in Stufen von 30° vorzunehmen.

Die Abstimmung des Oszillators soll bei jeder Meßreihe (im allgemeinen in Stufen von nicht mehr als 2 MHz) so verändert werden, daß der Verlauf der Störfeldstärke über den gesamten Frequenzbereich erfaßt wird.
Insbesondere treten beim Messen der Chassisstrahlung in der dritten Meßreihe u. U. scharfe ausgeprägte Strahlungsmaxima auf, die nur durch sehr eng aneinanderliegende Meßfrequenzen erfaßt werden können. Der Feldstärkewert ist sowohl in horizontaler als auch in vertikaler Stellung des Meßdipols zu ermitteln. Der Faltdipol am Prüfling ist um seine senkrechte Achse zu drehen, bis der maximale Ausschlag erzielt wird. Als Prüfergebnis gilt dann in jedem Falle der ermittelte Höchstwert der Störfeldstärke.

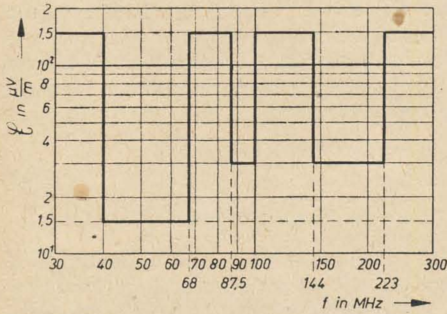


Bild 9: Zulässige Höchstwerte der Störfeldstärke von UKW-Rundfunk- und FS-Empfängern

Höchstwerte der Störfeldstärke

Das Verhältnis zwischen Störsignal und Nutzsignal, bei dem gerade noch ungestörter Empfang gewährleistet ist, bezeichnet man als den erforderlichen Störabstand. Aus Nutzfeldstärke und Störabstand errechnet sich der zulässige Höchstwert einer Störfeldstärke. Dem Festlegen der Höchstwerte der Störfeldstärken muß also eine Ermittlung der für die verschiedenen Funkdienste notwendigen Störabstände vorausgehen.
Auf Grund zahlreicher Untersuchungen ist man zu den nachstehenden internationalen Empfehlungen gelangt.
Für Rundfunk- und Sprechfunkdienste mit AM-Betrieb:

$$\frac{\text{Nutzspannung}}{\text{Störspannung}} = \frac{100}{1} = 40\ \text{dB}.$$

Für Tonübertragungen mit FM-Betrieb hat die Erfahrung gezeigt, daß ein störungsfreier Empfang sichergestellt ist, wenn das Verhältnis

$$\frac{\text{Nutzspannung}}{\text{Störspannung}} = \frac{10}{1} = 20\ \text{dB beträgt.}$$

Wesentlich größer ist dagegen die Gefährdung der Bildübertragung durch Störungen. Ursprünglich hatte man auf ältere Erfahrungen bauend einen Störabstand von 50 : 1 für ausreichend erachtet. Untersuchungen der letzten Zeit haben jedoch ergeben, daß der Störabstand je nach Lage der Störfrequenz zum Bildträger bis 200 : 1 betragen muß. Im Bild 8 ist der erforderliche Störabstand für Fernsehempfang in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen.
Es sind dabei die Bild- und Tonträger des betrachteten Fernsehkanals und die der beiden Nachbarkanäle mit eingezeichnet. Der Störabstand ist auf die Amplitude des Bildträgers bezogen, so daß sich in der Umgebung des Tonträgers ein Wert von 27 statt 20 dB ergibt. Damit ist die normgemäß um $^1/_5$ niedrigere Leistung des Tonsenders berücksichtigt. Dieser Wert entspricht also dem oben erwähnten Störabstand von 20 dB für die Tonübertragung.
Auf Grund der vorgegebenen Versorgungsfeldstärken und der für die verschiedenen Funkdienste notwendigen Störabstände sind unter Berücksichtigung der Einflußnahme der beschriebenen Meßmethode folgende Höchstwerte für Funkstörungen, die von Funkempfangsanlagen ausgehen, aufgestellt worden:
Die von Hör- und Fernsehrundfunkempfängern im Bereich 30 bis 300 MHz erzeugte Störfeldstärke darf in 30 m Entfernung die im Bild 9 angegebenen Grenzwerte nicht überschreiten. Abweichend davon gilt für die Grundwelle des Oszillators von Hörrundfunkempfängern mit einer ZF von 10,7 MHz für das Band II auch der Wert von 150 μV/m, für die Grundwelle des Oszillators von Fernsehempfängern der in Bild 10 angegebene Wert zwischen 30 und 150 μV/m in Abhängigkeit vom Abstand zu den Bildträgerfrequenzen anderer Fernsehkanäle.

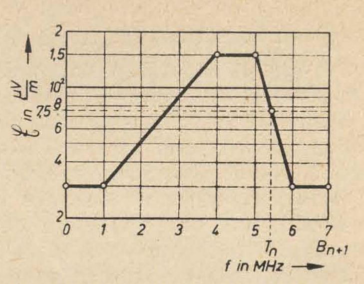


Bild 10: Höchstwerte der Störfeldstärke der Oszillatorgrundwelle von FS-Empfängern in Abhängigkeit vom Abstand von einer Bildträgerfrequenz

Die aufgestellten Grenzwerte sind die Werte, bei denen unter der Voraussetzung einer ausreichenden Nutzfeldstärke in den üblichen Entfernungen zwischen benachbarten Empfangsanlagen gegenseitige Störungen nicht mehr wahrscheinlich sind.
Nur in besonders ungünstigen Fällen, z. B. bei sehr dichter Besiedelung, hat man trotz Einhaltung der Grenzwerte noch Fernsehstörungen durch UKW-Empfänger festgestellt. Auf Grund derartiger Erfahrungen gelten daher in den USA und in England noch niedrigere Grenzwerte. Im Hinblick auf die Wirtschaftlichkeit kann jedoch eine Funkentstörung nicht immer soweit getrieben werden, daß Störungen unter allen Umständen vermieden werden. In Ausnahmefällen, in denen z. B. die Einhaltung des obigen Grenzwertes noch nicht ausreicht, werden zusätzliche Maßnahmen an der Stelle des geringsten Aufwandes, also entweder an der Störquelle oder an der Empfangsanlage, noch dazu beitragen müssen, die Störung zu beseitigen.
Zu Bild 9 sei noch bemerkt, daß der Grenzwert von 15 μV/m im Band I gegenüber 30 μV/m im Band III keine Verschärfung darstellt, sondern nur den Einfluß des Meßverfahrens berücksichtigt. Werden im angegebenen Meßverfahren bei 200 MHz 30 μV/m gemessen, so können bei gleicher Strahlungsleistung bei 50 MHz nur noch 10 μV/m gemessen werden.

Maßnahmen zur Verringerung der Störstrahlung

Die Erfahrungen der letzten Jahre haben gezeigt, daß der Bau störstrahlungsarmer UKW-Empfänger durchaus ohne wesentlichen materiellen Mehraufwand, allerdings nicht ohne einen beachtlichen Aufwand an Entwicklungsarbeit, möglich ist. Der diesbezüglich recht unterschiedliche Entwicklungsstand der z. Z. auf dem Markt befindlichen UKW-Empfänger legt davon Zeugnis ab (Bild 11). Die Praxis hat gezeigt, daß es durch einfache Schirm- und Schaltmaßnahmen möglich ist, die Störstrahlung in ausreichendem Maße herabzusetzen, vorausgesetzt, daß diese Maßnahmen bereits bei der Konstruktion der Geräte vorgesehen werden. Der Aufwand bleibt dabei naturgemäß auf ein Minimum beschränkt.
Nachstehend seien einige Ursachen der Störstrahlung mit den Prinzipien ihrer Beseitigung in Verbindung gebracht. Die Quelle der Störstrahlung, nämlich die Schwingspannung, muß von vornherein so klein gehalten werden, wie es die Be-

triebssicherheit zuläßt. Entstehende Oberwellen werden zweckmäßigerweise direkt an der Anode der Oszillatorröhre durch einen Kondensator von etwa 10 pF kurzgeschlossen. Lange Verbindungsleitungen zwischen Oszillatorkreis und Röhre sind zu vermeiden. Erdpunkte sind so zu legen, daß der Schwingstrom in keinem Fall über das Chassis fließt. Durch ausreichende Schirmung der Oszillatorstufe ist die Kopplung zwischen schwingenden Teilen und Leitungen und anderen Leitungen zu verhüten. Alle Speiseleitungen der Oszillatorstufe sind zu verdrosseln. Das Verwenden getrennter Röhren für Vor- und Mischstufe erleichtert im allgemeinen die Entstörung. Die Ankopplung der Vorstufe an die Mischstufe erfolgt zweckmäßigerweise im Spannungsnull einer Brückenschaltung. Eine sorgfältige Symmetrierung des Antenneneingangs mindert die Abstrahlung über die

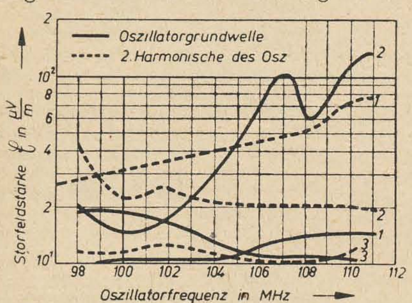


Bild 11: Störstrahlung dreier verschiedener Gerätefabrikate des Jahrganges 1956

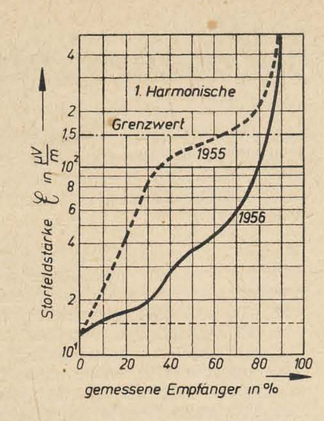
Antenne. Auf den Oberwellen kann die bis zu den Antennenbuchsen vorgedrungene Störspannung noch durch den Anschluß einer Stichleitung gemindert werden.

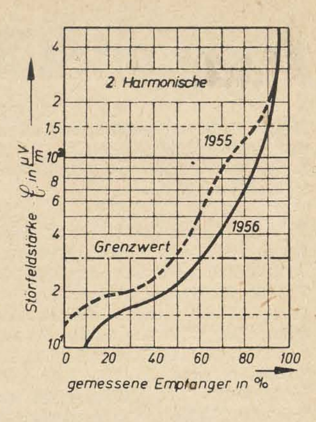
Die jeweils günstigste und wirksamste Maßnahme jedoch bleibt immer dem Konstrukteur überlassen.

Von besonderem Interesse sind z. Z. Maßnahmen an solchen UKW-Empfängern, die seit einigen Jahren in Betrieb sind und durch die, wie bereits eingangs geschildert, in zunehmendem Maße Fernsehstörungen verursacht werden. Eine sinnvolle Lösung kann auch hier nur unter Mitwirkung der Hersteller erfolgen. In vielen Fällen läßt sich die Störstrahlung durch sachgemäße Schaltungsänderungen auf den vorgeschriebenen Grenzwert verringern. Es bleibt daher zu hoffen, daß die Hersteller der hinsichtlich der Störstrahlung unzulänglichen UKW-Empfänger recht bald durch die Herausgabe ausführlicher Umbauanleitungen zur Zufriedenstellung ihrer Kunden beitragen werden. Ein anderer Weg, der aber mit einem höheren Kostenaufwand verbunden sein wird, ist der, daß man die gesamte UKW-Einheit durch eine störstrahlungsarme ersetzt. Wenn der Umbau dabei für den Besitzer mit etwas Angenehmen, nämlich der Verbesserung des UKW-Empfangs verbunden sein kann, so dürfte auch diese Möglichkeit Zuspruch finden.

Bisherige Meßergebnisse ganz unterschiedlicher Empfängerfabrikate haben gezeigt, daß eine Störfeldstärke von 150 μV/m auf der Grundwelle und 30 μV/m auf den Harmonischen durchaus einzuhalten ist. Im Jahre 1955 wurde der

Bild 12: Prozentual erreichte Höchstwerte der Störfeldstärke aller in den Jahren 1955 und 1956 bei der Deutschen Post überprüften UKW-Empfänger





Grenzwert für die Oszillator-Grundwelle (150 μV/m) von 68% der bei der Prüfstelle der Deutschen Post vorgeführten Geräte eingehalten. 1956 hielten diesen Wert bereits 83% der geprüften Empfänger.

Der Grenzwert für die 2. Harmonische (30 μV/m) wurde 1955 von 50% und 1956 von 62% der Empfänger eingehalten. 40% der 1956 geprüften Geräte hielten den Grenzwert 30 μV/m ohne außergewöhnlichen technischen Aufwand auch auf der Oszillatorgrundwelle ein (Bild 12). Diese durch sorgfältige Entwicklungsarbeiten erzielten Erfolge beweisen, daß die zum Schutze des Fernsehempfanges gestellten Forderungen durchaus real sind und beim heutigen Stand der Technik erreicht werden können. Die dargestellten Ergebnisse mögen ein Appell an alle säumigen Entwickler sein, diesem Stande der Technik gerecht zu werden.

Literaturhinweise

[1] VDE 0876/12. 55, Vorschriften für Funkstörmeßgeräte.
[2] VDE 0877 Teil 2/12. 55, Leitsätze für das Messen von Störfeldstärken.
[3] VDE 0872, Funkentstörung von Ton- und Fernseh-Rundfunkempfangsanlagen (in Vorbereitung).
[4] W. Wechsung: Störbeeinflussung beim FS-Empfang durch störende UKW-Empfänger und ihre Messung. Funktechnik 1956, Heft 17.
[5] H. Richter: Die Störstrahlung von UKW- und FS-Empfängern. Elektrotechnik 1956, Nr. 10.
[6] K. A. Wilk: Störstrahlungsmessung an UKW-Rundfunkempfängern. Radiomentor 1956, Heft 2.

Industrielle Fernsehanlage vom WF „Fernbeobachter" IFA 1—1

Die erste Fernbeobachteranlage, die der VEB Werk für Fernmeldewesen auf der diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse zeigt, besteht aus der Kamera, dem Betriebsgerät, dem Bedienungszusatz und dem Bildschreiber.

Die Aufnahmekamera enthält die Aufnahmeröhre und den Vorverstärker.

Das Betriebsgerät enthält den Zwischenverstärker, in dem das Signal weiter verstärkt und durch Zumischen der Austast- und Synchronisiersignale zu einem vollständigen Fernsehsignal ergänzt wird. Die Austast- und Synchronisiersignale werden in einem Impulsteil des Betriebsgerätes erzeugt, das zugleich die Ablenkeinheiten für die Strahlablenkung der Aufnahmeröhre enthält. Die Ablenkströme leitet das Kamerakabel der Aufnahmekamera zu. Die Betriebsspannungen für die Aufnahmeröhre, den Vorverstärker, den Zwischenverstärker und das Impulsteil werden im Netzteil des Betriebsgerätes erzeugt, das mehrere Ausgänge für die stabilisierten und nichtstabilisierten Spannungen hat. Zur Ventilation des Betriebsgerätes ist ein kleiner Lüfter eingebaut.

Das Bedienen der Aufnahmeröhre (Strahlstrom, Strahlschärfe, Signalplattenspannung) sowie das Einschalten des Betriebsgerätes erfolgt von einem Bedienungszusatz aus, der durch ein Kabel mit dem Betriebsgerät verbunden ist.

Das Fernsehsignal des Betriebsgerätes wird über ein normales Koaxialkabel zum Bildschreiber geleitet, der das aufgenommene Bild wiedergibt. Der Bildschreiber enthält die Bildwiedergaberöhre, Ablenkspulen, Ablenkeinheiten für Vertikal- und Horizontalablenkung mit Verstärker, Impulstrennstufen und die Stromversorgung. Die Einstellung der Bildhelligkeit, des Bildkontrastes und der Schärfe erfolgt durch Regler, die an der Frontplatte des Bildschreibers angebracht sind. Am Bildschreiber befindet sich eine zweite Buchse, an die man noch weitere Bildschreiber anschließen kann.

Technische Daten

Kamera:	
Beleuchtungsbedarf	mindestens 100 Lux bei einer Blende von 2,8
Objektive	normal 1 : 2,8, F = 50 mm Tessar, außerdem weitere Objektive mit verschiedenen Brennweiten
Aufnahmeröhre	Endikon (Vidikon-Typ) Bildformat 9×12 mm
Betriebsdaten:	
Bildzahl	50 Bilder/s
Zeilenzahl	312 (ohne Zeilensprung)
Stromversorgung	110/220 V, Wechselstromnetz 50 Hz
Leistungsaufnahme der gesamten Anlage mit einem Bildschreiber	≈ 300 VA (für jeden weiteren Bildschreiber erhöht sich die Leistungsaufnahme um 100 VA)
Bildschreiber:	
Bildwiedergaberöhre	B 16 G 1 bzw. B 30 G 1
Schirmbild	8,5×11 cm bzw. 16,5×22 cm mit kontrasterhöhender Filterschutzscheibe
Anschlüsse	für Betriebsgerät und zu weiteren Bildschreibern
Kabel:	
Kamerakabel	Spezialkabel für eine maximale Länge von 75 m, für größere Längen (bis 250 m) besondere Anpassung erforderlich
Signalkabel	normales 75-Ω-Koaxialkabel, maximale Länge 200 m
Bedienungskabel	Es ist zweckmäßig, die Länge gleich der des Signalkabels zu wählen (damit Beobachter Schärfe und Helligkeit am Bildschreiber regeln kann)

Abmessungen und Gewicht:

Kamera	200×100×150 mm	2,45 kg
Betriebsgerät	425×315×165 mm	14,6 kg
Bedienungszusatz	125×270×160 mm	0,4 kg
Bildschreiber	425×250×165 mm	10,0 kg
Kamerakabel	16 mm ∅	0,7 kg/m

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Die 3. Maschinenbauaustellung der CSR** findet in der Zeit vom 1. bis 22. September dieses Jahres in Brno statt.

▼ **An 27 ausländischen Messen** wird sich die CSR in diesem Jahr beteiligen, u. a. in Mailand, Paris, Kolombo (Ceylon). Zum ersten Male werden die Erzeugnisse der CSR in Tokio, Johannisburg (Südafrikanische Union) sowie im zweiten Halbjahr auch in New York zu sehen sein. Auf der diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse war die CSR der zweitgrößte Auslandsaussteller nach der Sowjetunion.

▼ **In Budapest** strahlt ein UKW-Versuchssender seit etwa einem halben Jahr auf 89 MHz Versuchssendungen aus. Der Beginn des regulären Programms ist für Ende d. J. vorgesehen. Rundfunkgeräte mit UKW-Teil wurden bereits auf der Leipziger Messe ausgestellt.

▼ **Der Exportanteil** an der Gesamtproduktion des Industriezweiges Radio- und Fernmeldetechnik soll 1957 gegenüber 1956 um 45% gesteigert werden. Der Export von Fernsehempfängern, der gegenwärtig etwa 10% der Gesamtproduktion beträgt, soll bis 1960 auf etwa 40 bis 50% erhöht werden. Dies wurde auf der Pressekonferenz der Hauptverwaltung RFT bekanntgegeben, die am zweiten Messetag vom stellvertretenden Minister für allgemeinen Maschinenbau, Herrn Müller, und dem Hauptabteilungsleiter der RFT, Herrn Schmidt, abgehalten wurde.

Ionenbeschleuniger aus Dresden

Eine Hochspannungsanlage für die Beschleunigung von Ionen oder Elektronen stellte das volkseigene Transformatoren- und Röntgenwerk Dresden auf der Leipziger Messe aus. Es handelt sich um einen ‚Van-de-Graaff-Generator' für zwei Millionen Volt mit eingebautem Entladungsrohr zur Teilchenbeschleunigung. Das Gerät wurde in Zusammenarbeit mit dem Forscherkollektiv von Prof. Manfred von Ardenne entwickelt. Der Vorzug des Gerätes besteht darin, daß es durch Betätigung eines Schalters umgepolt werden kann. Bei älteren Geräten waren stets umfangreiche Umbauarbeiten notwendig.

Mit dem Bau ihres ersten Atomkraftwerkes

beginnt die CSR noch in diesem Jahr. Die Inbetriebnahme des 150-MW-Kraftwerkes, das in der Slowakei gebaut wird, ist für Ende 1960 vorgesehen. Vorläufigen Berechnungen zufolge können mit dem Atomkraftwerk jährlich eine Million Tonnen Braunkohle eingespart werden.

Atomenergie in Großbritannien

Nach Berichten von AFP sind in Großbritannien eine Reihe Maßnahmen in die Wege geleitet worden, um die Atomenergieproduktion zu steigern. Die für die Atomenergie verantwortliche britische Zentralbehörde wird im Jahre 1958 durch zwei neue Institutionen ersetzt. Die eine soll den Bau von Atomelektrizitätswerken beschleunigen. In Inkley Point soll mit dem Bau einer dritten Atomzentrale begonnen werden. Die vier größten britischen Atomgesellschaften haben sich mit der amerikanischen Firma „Great Lakes Carbon Corp." zusammengeschlossen.

Das „Internationale Geophysikalische Jahr" im Berliner Rundfunk

Am 1. März hat der Berliner Rundfunk in seiner Sendereihe „Wissenschaft im Funk" mit der Übertragung von Fachvorträgen zum Internationalen Geophysikalischen Jahr begonnen. Jeden Freitag um 23.00 Uhr spricht ein Wissenschaftler über ein spezielles Thema. Prof. Dr. Hachenberg, der Direktor des Heinrich-Hertz-Institutes der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin, wird am 29. 3. über Aufgaben der Ionosphärenforschung referieren. Über kosmische Strahlung spricht Dr. Bartels, Mitarbeiter des Meteorologischen Dienstes der DDR, am 12. 4. Zur weiteren Mitarbeit an der Sendereihe wurde auch Prof. Dr. Wempe, Direktor des Astrophysikalischen Observatoriums Potsdam, gewonnen, der am 5. 4. einen Vortrag über Sonnenphysik halten wird. Zum Raketenprogramm hören wir am 10. 5. in der abschließenden Sendung dieser Sendereihe Herrn Direktor Wattenberg, Leiter der Sternwarte Berlin-Treptow.

Aus der Meßgeräte- und Röhrentechnik

Meßgeräte für Blinde

In der Zeitschrift „electronics" vom Mai 1956 wird über ein als Tonfrequenzkompensator ausgeführtes Zusatzgerät für Meßgeräte berichtet, das Blinden die Arbeit mit normalen Meßgeräten ermöglicht.

Die am Meßgerät liegende Gleichspannung wird mit einem Meßzerhacker in Wechselspannung umgeformt und dabei gleichzeitig mit einem einstellbaren Potential verglichen. Beim Verschwinden des Meßtones entspricht die Vergleichsspannung der zu messenden Spannung. Der Kompensator wird von einer Batterie mit konstanter Spannung betrieben, so daß die Einstellung des Reglers für die Vergleichsspannung ein Maß für die zu messende Spannung ist. Die Skala des Reglers kann vom Bedienenden in normaler Blindenschrift abgefühlt werden. *Bau—*

Eine neue Rundfunkröhrentypenreihe in der CSR

Auf einer Tagung des Forschungsinstitutes für Fernmeldetechnik beschlossen Vertreter aus Entwicklung und Produktion die Fertigung einer Rundfunkröhrentypenreihe nach dem Muster der modernen europäischen Miniaturröhren. Sämtliche Wechselstrom- und Allstromtypen werden als Novalröhren gefertigt, die Batterieröhren erhalten Heptalsockel (7 Stifte). Die Typenbezeichnung der Röhren soll in Zukunft nicht mehr nach der Tesla-Norm [RADIO UND FERNSEHEN Nr. 23 (1956) S. 705···707], sondern ebenfalls nach der üblichen europäischen Norm erfolgen.

Eine neue Subminiaturpentode

Um den Heizleistungsbedarf der Röhren für transportable Funksprechgeräte und Reisesuper in tragbaren Grenzen zu halten, hat Valvo eine neue Subminiatur-HF-Pentode für 1,25 V Heizspannung und 25 mA Heizstrom geschaffen. Die neue Röhre mit der Typenbezeichnung DF 61 kann als HF-Verstärker, als Frequenzvervielfacher und in Mischstufen verwendet werden. Die Eingangskapazität der DF 61 beträgt 3,1 pF, ihre Ausgangskapazität ist mit 3,6 pF angegeben. Die Länge der Röhre ohne Drahtausführungen beträgt 38,1 mm, der größte Durchmesser des ovalen Kolbens ist 9,75 mm, der kleinste 7,2 mm.

Bei 67,5 V Anoden- und Schirmgitterspannung gelten folgende Werte:

I_a = 1,7 mA
I_{g_2} = 0,45 mA
S = 0,95 mA/V
S_c = 0,29 mA/V als Mischröhre
R_i = 1,6 MΩ
r_e = 14 kΩ
$r_ä$ = 10 kΩ

Fernsehen im Schulunterricht

In Belgien —

Eine Versuchsserie von vier 30-Minuten - Schulfernsehsendungen wurde in Belgien etwa 2000 Schülern im Alter von 10 bis 12 Jahren in 40 Schulen von Brüssel und Liège vorgeführt. Die Fernsehkamera gab den Kindern in der ersten Sendung einen Einblick in eine Kohlenmine im Bezirk Liège, während die anderen Sendungen der Töpferei und Fayenceindustrie, Themen der Biologie und Geografie gewidmet waren.

— Großbritannien

Nach einer Meldung von „radio mentor" will das britische kommerzielle Fernsehen im Frühjahr ebenfalls versuchsweise mit Schulfunksendungen beginnen. Die Kosten dieses Schulfernsehfunks, die vorläufig auf etwa 22 000,— D-M je Woche geschätzt werden, sollen zum Teil durch die Werbung für Schulbücher bestritten werden.

— und Kanada

In Kanada wurde im März und April vergangenen Jahres bereits die zweite Versuchsreihe für das Schulfernsehen gestartet. 15 Programme für die Schüler einiger 500 Primär- und Sekundärschulen, in enger Zusammenarbeit mit den Erziehungsinstituten verschiedener Provinzen und nach Ratschlägen von Lehrern ausgearbeitet, behandelten Themen der verschiedensten Wissensgebiete, angefangen bei der Besprechung von Landkarten über die Entwicklung der Verbrennungsmaschine bis zur Mondforschung.

Der dänische Rundfunk

verfügt jetzt über drei Fernsehsender und versorgt damit etwa 60% der Bevölkerung der dänischen Inseln. Nach Fertigstellung von drei weiteren Sendern bis Ende 1958 kann das ganze Land mit Fernsehen versorgt werden. In Dänemark gibt es zur Zeit 45 000 Fernsehteilnehmer.

Stereofonische Rundfunksendung

Zwei amerikanische Rundfunksender übertragen gemeinsam ein stereofonisch aufgenommenes Musikprogramm, und zwar strahlt jeweils ein Sender die für ein Ohr bestimmte Teilaufnahme aus. Der Hörer muß zwei auf die entsprechenden Sendefrequenzen abgestimmte Empfangsgeräte aufstellen, die über zwei Lautsprecher eine plastische Wiedergabe ermöglichen.

NF-Transistor für 12 W Verlustleistung

Ein von TEKADE neu entwickelter Leistungstransistor ist bei einem maximalen Kollektorgleichstrom von 4 A mit 12 W belastbar. In Emitterbasisschaltung liegt die Großsignalverstärkung zwischen 35 und 50 im linearen Maßstab, der Eingangswiderstand zwischen 75 und 25 Ω. Die ersten der für die Stromverstärkung und den Eingangswiderstand angegebenen Werte gelten für den Arbeitspunkt $-I_c = 0{,}25$ A, $-U_{ce} = 2$ V; die beiden anderen Grenzwerte für $-I_c = 1$ A, $-U_{ce} = 2$ V. Die Spitzenspannung zwischen Kollektor und Block darf bei kleinem Emitterstrom bis $-U_{cb} = 40$ V betragen. Die Sättigungsspannung bei $-I_c = 1$ A liegt bei 0,5 V.

Zum wirksamen Ableiten der Verlustwärme ist der Kollektor des Transistors direkt mit dem Gewindebolzen des Gehäuses verbunden, das auf ein Blechchassis genügender Oberfläche aufgeschraubt ist. Das Chassis gibt die Verlustwärme des Transistors durch Konvektion an die umgebende Luft ab. Zur Abführung der auf Grund einer Verlustleistung von 12 W entstehenden Wärmemenge ist bei einer Chassisfläche von 600 cm² (etwa 20 × 30 cm) ein Temperaturunterschied von etwa 25° C zwischen Chassis und Umgebungsluft erforderlich. Bei Raumtemperatur von 20° C beträgt die maximale Temperatur der Kühlfläche und damit des Kollektors etwa 45°.

1000-V-Siliziumdiode

Von der International Rectifier Corp., El Segundo, Kalifornien, wurde eine 1000-V-Siliziumdiode entwickelt, die sich bei gutem Wirkungsgrad speziell für hohe Umgebungstemperaturen (—55··· +150° C) und die Miniaturbauweise eignet.

Das nur 0,15 cm³ Raum beanspruchende Bauelement gibt bei Einweggleichrichtung eine Spitzengleichspannung von 600, 800 und 1000 V bei 125 mA Belastung und 75° C Umgebungstemperatur ab.

Flache Bildröhre für das Farbfernsehen

Der grundlegende Gedanke für die Entwicklung einer flachen Bildröhre stammt von Dr. Denis Gabòr, der sich seit 1952 mit Arbeiten auf diesem Gebiet beschäftigt hat. Außer Dr. Gabòr war nur ein von ihm geleiteter kleiner Mitarbeiterstab am Imperial College, Kensington, in die Materie eingeweiht; finanzielle Unterstützung erhielt die Gruppe von der Nationalen Forschungs- und Entwicklungsvereinigung (National Research Development Corporation). Nach langen Versuchen und Vorarbeiten steht zwar noch kein betriebsfähiges Exemplar der flachen Bildröhre zur Verfügung, aber die Hauptprobleme und die technologische Ausführung der Einzelteile sind geklärt.

Dr. Gabòr informierte die Fachwelt erstmals auf einem Vortrag vor der Television Society in London über das Prinzip seiner neuen Bildröhre, der auch unserem der „Wireless World" entnommenen Beitrag zugrunde liegt.

Das Interessanteste an der neuen Bildröhre ist nicht allein in ihrer flachen Form zu sehen, die es vielleicht einmal gestatten wird, die Bildröhre getrennt vom Fernsehempfänger wie ein Bild an der Wand aufzuhängen, sondern in besonderem Maße in ihren Vorzügen als Farbfernsehbildröhre. Obwohl sie nach einem wesentlich komplizierteren System als die herkömmliche konische Bildröhre für das Schwarz-Weiß-Fernsehen arbeitet, ist sie aber in der Herstellung einfacher als alle bisher bekannten Farbbildröhren. Sehr beachtlich ist auch, daß die Ablenkmittel für die neue Röhre erheblich vereinfacht werden können. Bild 1 zeigt eine Schnittzeichnung der Gabòr-Röhre, aus der ihre Form, nämlich die eines flachen Glaskastens, ersichtlich ist. Für eine 12-Zoll-Röhre (30 cm Diagonale) ist die Tiefe des Glaskastens etwa $3^1/_2$ Zoll (9 cm), bei einer 21-Zoll-Röhre (52 cm Diagonale) etwa $4^1/_2$ Zoll (11 cm). Die Röhre ist in der Tiefe durch ein Metallblech in zwei Hälften geteilt; dieses Blech trägt das gesamte elektronenoptische System und dient andererseits auch als magnetische Abschirmung.

Die von dem im hinteren Röhrenteil angebrachten Elektronenstrahlsystem mit drei getrennten Katoden (für die drei Grundfarben Rot, Grün und Blau) erzeugten drei Elektronenstrahlen werden parallel zueinander senkrecht nach unten geführt, in einem Linsensystem aber gemeinsam fokussiert und abgelenkt. Die drei Strahlenbündel passieren zunächst ein elektrostatisches Ablenksystem, das die Strahlen in horizontaler Richtung ablenkt, und gelangen dann in die Felder zweier Trimmerplattenpaare, in denen etwaige Fehlablenkungen ausgeglichen werden; schließlich müssen die Strahlenbündel eine Umkehrlinse passieren, die als eine Linse mit gebogener optischer Achse betrachtet werden kann und vier verschiedene optische Funktionen zu erfüllen hat. Sie dreht den ebenen Fächer des Strahlenbündels, das aus dem Feld des vorhergehenden Elektrodenpaares ausgetreten ist, in eine andere Ebene, die Strahlen divergieren in der neuen Ebene aber mit etwa viermal so großem Öffnungswinkel. Weiter kompensiert die erwähnte Umkehrlinse den Überfokussierungseffekt, der zwangsläufig bei der elektrostatischen Ablenkung mit den hier erforderlichen großen Ablenkwinkeln auftreten muß. Beim Abtasten einer Zeile ist der dreifache Elektronenstrahl absolut korrekt fokussiert, obgleich der Öffnungswinkel (Divergenz) der Strahlen nach dem Austritt aus der Umkehrlinse bis zu 110° oder gar 120° beträgt, eine erstaunliche Leistung bei derart großen Ablenkwinkeln in elektrostatischen Bildröhren.

Der interessanteste Teil der neuen Bildröhre ist der sogenannte „Collimator", den die Strahlenbündel als nächstes passieren. Dieser im Bild 1 schematisch dargestellte Collimator ist eine stark fokussierende elektromagnetische Linse, der die Strahlen wieder in die Vertikale, aber nach oben gerichtet, ablenkt. Sie bewegen sich jetzt senkrecht vor der Abschirmplatte. Nachdem die Strahlenbündel schließlich eine bestimmte Höhe vor dem Schirm erreicht haben, werden sie wieder in die Horizontale umgelenkt und treffen auf den Schirm. Diese Ablenkung und die vertikale Strahlführung auf dem Schirm erfolgt nach einem völlig neuen System, das mit Hilfe von Bild 2 veranschaulicht wird. Vor der metallischen Trennplatte, die als magnetische Abschirmung wirkt, befindet sich im Abstand von etwa $^1/_8$ Zoll (3 mm) ein Träger aus isolierendem Material mit der Vertikalablenkeinrichtung. Diese stellt ein System von etwa 120 zueinander parallel verlaufenden Leitern dar, die als gedruckte Schaltung auf dem biegsamen Isolierträger angebracht sind. Die Anzahl der Leiter steht aber in keinem direkten Verhältnis zur Zeilenzahl des

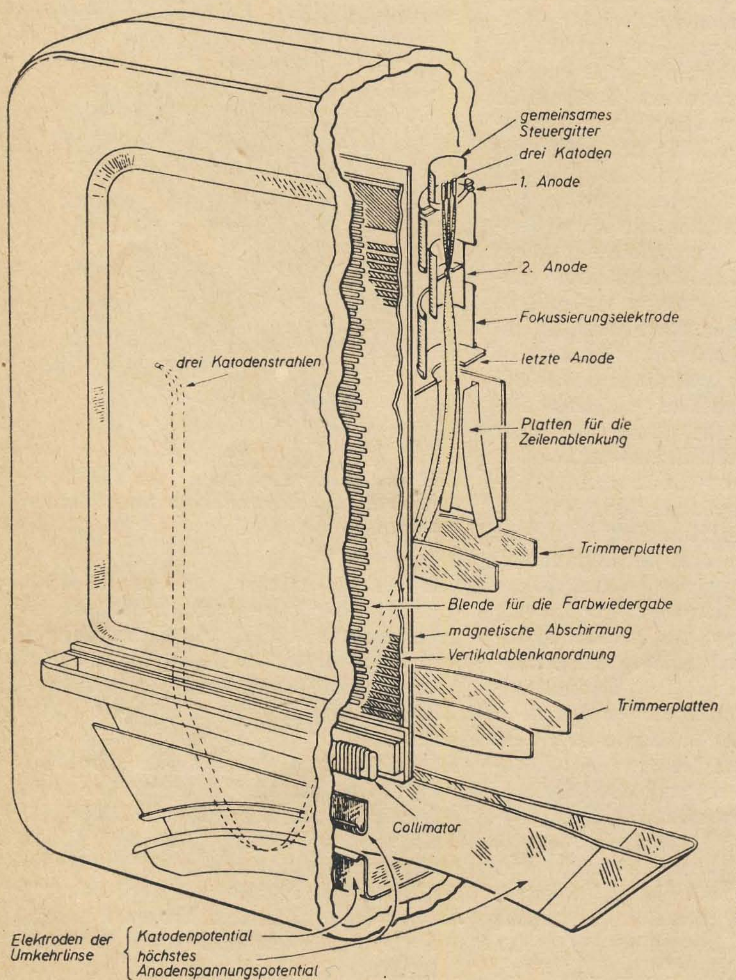
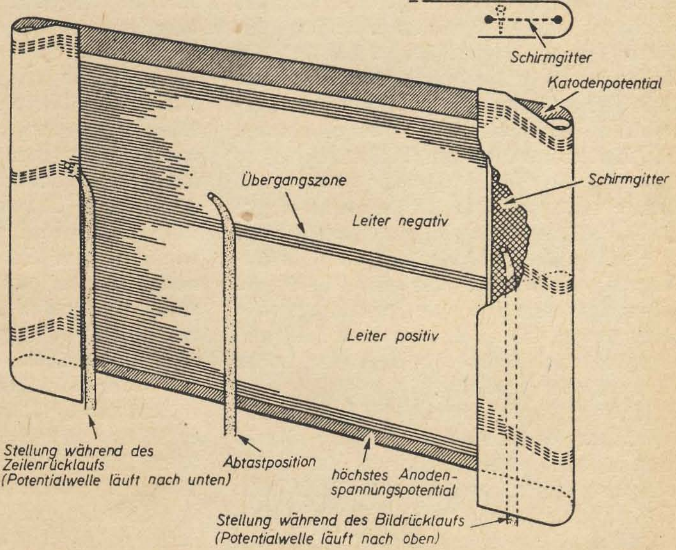


Bild 1: Schnitt durch die flache Farbbildröhre von Gabòr

Bild 2: Arbeitsweise des Rasterzauns



Bildes! Auf dem ebenen mittleren Teil der Isolierplatte verlaufen die Leiter streng horizontal. An den beiden Seiten rechts und links, wo die Isolierplatte in zwei U-förmige Schleifen gebogen ist, verlaufen die aufgedruckten Leiter nicht mehr genau horizontal, sondern steigen, wie auch Bild 2 erkennen läßt, etwas nach oben an. Die Leiter stehen in keinerlei Verbindung zueinander oder mit einem anderen stromführenden Teil; ihre Ladung oder Entladung erfolgt einzig und allein durch den Elektronenstrahl selbst.

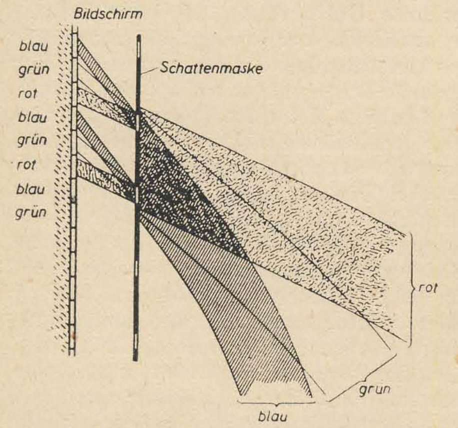


Bild 3: Prinzipdarstellung der Farbtrennung

Angenommen, eine Spannungswelle (potential wave) läuft in senkrechter Richtung über die Ablenkleiteranordnung und die Leiter sind bis zu einer gewissen Höhe des Bildschirms auf eine definierte Spannung aufgeladen, so ist als sicher anzunehmen, daß bis zu dieser Höhe auf dem Bildschirm auch der Elektronenstrahl gelangt. Einige Leiterbreiten höher beträgt die Spannung nur noch etwa 25% derjenigen Leiter, an denen sich der Elektronenstrahl gerade befindet. Wenn der Strahl auf seiner Aufwärtsbewegung diese Zone (Übergangszone) erreicht, wird er in Richtung auf den Bildschirm hin abgebogen, der stets auf maximalem positivem Potential liegt. Außerdem wird der Strahl gleichzeitig scharf gebündelt, da, wie aus der Elektronenoptik bekannt, eine starke elektrostatische Ablenkung des Elektronenstrahls auch einen gewissen Betrag an Fokussierung liefert. Sobald der Strahl eine Zeilenlänge geschrieben hat, verharrt er nach einem schnellen Rücklauf für einen kurzen Augenblick (5 bis 6% der Zeilendauer) in der linken U-Schleife und fällt hier auf einen der gedruckten Leiterstreifen der erwähnten Übergangszone. Die Leiter werden zum Teil entladen, so daß sich die Übergangszone etwas nach unten verlagert. Der Strom ist so eingestellt, daß diese Verschiebung gerade einer Bildzeilenhöhe entspricht. Einmal in Bewegung gebracht (started), läuft die Übergangszone wie eine Spannungswelle nach unten, bis sie den unteren Bildrand erreicht hat; alle über ihr liegenden Leiter sind entladen und negativ.

In diesem Augenblick ist die Horizontalablenkung abgeschaltet, und der Strahl kommt am unteren Rande des Bildschirms in der rechten U-Schleife zum Stillstand. Die rechte U-Schleife unterscheidet sich von der linken durch ein Schirmgitter, das auf dem höchsten vorkommenden positiven Spannungspotential liegt. Durch den an der untersten Stelle der rechten Schleife angelangten „schreibenden Punkt" (writing point) des Elektronenstrahls wird eine Sekundäremission ausgelöst, und der Elektronenfluß zum Bildschirm hin lädt die untersten Leiter der Vertikalablenkanordnung auf das positive Schirmpotential auf. Dadurch und wegen des ansteigenden Verlaufs der Leiter in den U-Schleifen werden in sehr schneller Folge alle darüberliegenden Leiter aufgeladen, so daß der Strahl sehr schnell (verdunkelt) an den oberen Bildrand in der linken U-Schleife läuft und dort zum Start für das Schreiben des nächsten Bildes bereitsteht.

Der geschilderte „Selbstablenkprozeß" kompliziert zwar die Bildröhre selbst, vereinfacht aber den Schaltungsaufbau des zugehörigen Fernsehempfängers wesentlich. Die im herkömmlichen Fernsehempfänger vorhandenen Sperrschwinger oder Multivibratoren für die Bildablenkung entfallen bei Verwendung der neuen Bildröhre. Der Horizontalablenkgenerator ist zwar noch notwendig, verlangt aber eine wesentlich geringere Ausgangsleistung als die mit magnetischer Ablenkung arbeitende Bildröhre.

Bild 1 läßt weiter erkennen, daß die für die drei Grundfarben getrennten Elektronenstrahlen, die von drei voneinander unabhängig modulierten Katoden emittiert werden, während des größten Teils ihres Weges durch die Röhre gemeinsam verlaufen. Dies ist ein wichtiger Faktor der neuen Röhre. In den bisher bekannten Farbbildröhren starten die drei Strahlenbündel zwar auch von drei getrennten Katoden, die jedoch relativ weit voneinander entfernt nach einem bestimmten Punkt zielen. Das verlangt große Exaktheit beim Aufbau der Bildröhre, außerdem müssen mehrere Korrektureinrichtungen (wenigstens neun) eingebaut werden, um etwa noch aufgetretene Laufabweichungen der Strahlen auszugleichen; diese Korrekturglieder sind durch äußere Magnetfelder leicht zu beeinflussen und zu stören. In der neuen flachen Bildröhre verlaufen die drei Strahlenbündel so dicht nebeneinander, daß örtliche Magnetfelder auf sie wie auf einen einzigen Strahl einwirken. Der störende Einfluß fremder Magnetfelder ist außerdem so gering, daß er durch „Trimmer"-Elektroden in einfacher Weise ausgeglichen werden kann. Die den drei Grundfarben Rot, Grün und Blau zugeordneten drei Strahlenbündel werden erst kurz vor der letzten Ablenkung voneinander getrennt; nach dieser Ablenkung kommen sie nochmals zusammen, aber mit verschiedenen Einfallswinkeln zum Schirm. Die Farbentrennung erläutert Bild 3. Sie erfolgt nach dem Prinzip der „Schattenmaske", aber mit einem wichtigen Unterschied: Während in den üblichen Farbröhren der Abstand der Schattenmaske vom Phosphorschirm etwa $^1/_2$ Zoll (12 mm) beträgt, ist er in der neuen flachen Farbröhre nur 0,025 Zoll ($\approx$ 0,6 mm). Das ist dadurch möglich, weil der Winkel der Konvergenz der Strahlen groß ist und die Strahlen daher schräg auf den Schirm auftreffen.

Der kleine Abstand zwischen Maske und Schirm gestattet es, erstere direkt am Phosphorschirm zu befestigen, womit alle Schwierigkeiten vermieden werden, die in den bisher bekannten Farbröhren dadurch entstanden, daß man gezwungen war, zwei unabhängige, in Präzisionsarbeit herzustellende Einzelteile genau parallel zueinander anzubringen.

Bild 4 zeigt schließlich einen kleinen Ausschnitt der Kombination Phosphorschirm und Schattenmaske. Man erkennt deutlich, wie die letztere direkt am Schirm befestigt ist. Eine dünne Metallfolie von 0,0013 bis 0,002 Zoll Dicke (0,032 bis 0,05 mm) ist scharf in vertikale Falten gebogen, und zwar so dicht nebeneinander, daß sie für das Auge unsichtbar sind. Die einzelnen Falten haben die Form von Rippen und verlaufen etwas schräg nach oben. Zwischen ihnen befinden sich schmale Schlitze (40 bis 60 je Zoll oder 16 bis 24 je cm). Der schräge Verlauf ist erwünscht, um Moirébildung zu vermeiden. Die Schlitze werden vor oder nach dem Aufbringen der Maske auf den Schirm eingeätzt.

Die Vorbereitung des Phosphorschirms, bei den bisherigen Farbröhren ein langwieriger Prozeß, ist äußerst einfach gelöst. Die drei Grundphosphore entsprechend den Farben Rot, Grün und Blau werden in flüssiger Form mit verschiedener Neigung auf die Oberfläche des Schirms durch die Schlitze der Schattenmaske gespritzt. Dieser Arbeitsgang würde bei dem Abstand von $^1/_2$ Zoll (12 mm) bei der herkömmlichen Farbröhre nicht so ohne weiteres durchzuführen sein. Bei dem hier realisierten geringen Abstand zwischen Schirm und Maske gibt es aber ohne weiteres scharf begrenzte schmale Farbstreifen im Abstand von etwa 0,0025 Zoll (0,063 mm). Man kann die Streifen je nach der verlangten Bildauflösung dünner oder auch dicker aufbringen.

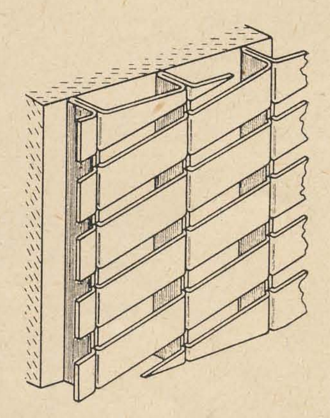


Bild 4: Stark vergrößerter Ausschnitt der Kombination Phosphorschirm und Schattenmaske

Einige weitere interessante Probleme wurden im Zusammenhang mit der neuen Röhre gelöst, z. B. die zweckmäßige Herstellung des Rahmens für die Bildablenkvorrichtung, für den ein hochisolierender Träger erforderlich war. Man verwandte schließlich ein Silikon von äußerst hohem spezifischen Widerstand (Siliziumlack MS 994) der Firma „Midland Sili-

cones“. Die Aufgabe, auf diesem Material eine gedruckte Schaltung aufzubringen, wurde sehr elegant mit Hilfe eines neuartigen, von der Firma „Metropolitan-Vickers Research Department“ entwickelten Bearbeitungsprozesses gelöst. Ein anderes Problem, das zunächst erhebliche Schwierigkeiten bereitete, ergab sich aus der Forderung nach einem absolut ebenen Bildschirm. Mit Normalglas wäre für eine 21-Zoll-Röhre (52 cm) ein etwa 1 Zoll (25 mm) starker Bildschirm notwendig gewesen. Eine Lösung dieses Problems brachte die Behandlung des Glaskastens in einem Tauchprozeß, der die inneren Spannungen im Glas um den Faktor drei bis vier vermindert. Die elektronenoptische Entwicklung der neuen Röhre, die die längste Zeit beanspruchte, ist soweit abgeschlossen, daß nach Meinung der Entwickler die Fabrikation demnächst aufgenommen werden kann.

Entnommen: Wireless World, Dez. 1956

WERNER TAEGER

dm-Vorsatz für Fernsehempfänger

Als günstigste Schwingungsanordnung im dm-Bereich erweist sich das Ultraaudion, dessen prinzipielle Schaltung Bild 1 zeigt. Der eigentliche Schwingkreis liegt hierbei zwischen Gitter und Anode der Triode, wobei die Rückkopplung ähnlich wie bei der Colpitts-Schaltung durch kapazitive Spannungsteilung über die inneren Röhrenkapazitäten ($c_{a/k}$ und $c_{g/k}$) erfolgt. Bei dieser Schaltung führt die Katode HF-Spannung, so daß in ihre Zuleitung eine HF-Drossel geschaltet werden muß. Aus ähnlichen Gründen ist auch die Heizleitung zu verdrosseln. Man kann aber eine der beiden Heizleitungsdrosseln einsparen, wenn eine Leitung der Heizung gleichstrommäßig am Chassis liegt und direkt mit der Katode der Röhre verbunden ist.

Eine sich als Ultraaudion vorzüglich eignende Röhre ist die Triode EC 93, deren Daten folgende sind:

$U_f = 6{,}3$ V,
$I_f = 200$ mA.

Betriebswerte als Oszillator:

$U_a = 75$ V,
$I_a = 16$ mA,
$R_g = 10$ kΩ,
$I_a = 400$ µA.

Kapazitäten (gemessen bei äußerer Abschirmung):

$c_{g/a}$	$= 1{,}7$ pF,	$c_{g/k}$	$= 2{,}1$ pF
$c_{a/k}$	$= 0{,}3$ pF,	$c_{f/k}$	$= 1{,}8$ pF (Faden-Katode),
$c_{g/f+k}$	$= 2{,}3$ pF,	$c_{a/f+k}$	$= 0{,}45$ pF.

Meßwerte:

$S = 8$ mA/V, $\mu = 15$, $U_g = -4$ V.

Etwas störend bei dieser Röhre ist der abweichende Wert für den Heizstrom mit 200 mA, der bei den übrigen Röhren des Fernsehempfängers 300 mA beträgt. Man schaltet deshalb parallel zum Heizfaden der EC 93 einen ohmschen Widerstand von 63 Ω, der so dicht als möglich an der Röhrenfassung liegen muß, um die Fadenresonanzen wirksam zu bedämpfen. In Allstromgeräten ist es darüber hinaus immer empfehlenswert, den Heizfaden der EC 93 an das geerdete Ende des Heizkreises zu legen. Da die Katode HF-spannungsmäßig hoch liegt, vermeidet man mit dieser Maßnahme eine höchst störende Brummodulation der Oszillatorfrequenz. Weiter ist zu beachten, daß die Frequenzabhängigkeit der Verdrosselung bei ungünstiger Dimensionierung den Gang der Oszillatoramplitude nachteilig beeinflussen kann. In extremen Fällen können sogar „Schwinglöcher“ auftreten, d. h. Frequenzbereiche, in denen die Oszillatorfrequenz abreißt. Es kann aus diesem Grunde vorteilhaft sein, Widerstände von etwa 0,5 bis 2 kΩ parallel zu den Drosseln zu legen, bzw. die Drosseln einfach auf diese Widerstände aufzuwickeln.

Es darf nicht außer acht gelassen werden, daß bei dem hier vorliegenden Frequenzbereich von 470 bis 582 MHz (bzw. im Band V von 610 bis 960 MHz) wesentlich andere Bedingungen vorliegen als im UKW-Bereich! Während man bei diesem ein möglichst hohes L/C-Verhältnis anstrebt, müssen im dm-Wellenbereich solche Kreisanordnungen gewählt werden, die ein hohes C/L-Verhältnis besitzen und trotzdem eine große Kreisgüte aufweisen. Dieser Widerspruch ist nur durch Verwendung von Spezial-dm-Kreisen (Lecherleitung, Topfkreis, Schmetterlingskreis usw.) zu lösen.

Das Hauptaugenmerk wurde bei der Entwicklung der EC 93 auf gute Verstärkungseigenschaften im Bereich von Frequenzen zwischen 500 und 1000 MHz, auf weitgehende Freiheit von Mikrofonie und geringe Streuung der Röhrenkapazitäten gelegt. Das Kennzeichen guter Verstärkungseigenschaften sind hohe Steilheit und großer Eingangswiderstand bei den in Betracht kommenden Frequenzen. Dieser Forderung ist durch den extrem kleinen Gitter-Katodenabstand von etwa 0,06 mm Rechnung getragen worden und damit auch gleichzeitig der dämpfende Einfluß der Elektronenlaufzeit innerhalb der Röhre auf das geringstmögliche Maße zurückgeführt. Die Anschlüsse von Gitter und Anode sind doppelt herausgeführt (s. z. B. Bild 7) und als induktivitätsarme bändchenförmige Leiter ausgebildet. Die Sockelstifte der Röhre sind versilbert, um die Verluste durch den Hauteffekt niedrig zu halten. Alle diese Momente haben zur Folge, daß die EC 93 bis zu Frequenzen über 1000 MHz (30 cm) stabil schwingt.

Die bereits bei der Doppeltriode E 88 CC [s. a. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 20 (1956) S. 612] mit Erfolg angewandte Spanngittertechnik wurde auch auf die UHF-Triode EC 93 übertragen. Außerdem ist das Gitter zum Vermeiden von thermischer Gitteremission und zum Erzielen eines engen Streubereiches des Gitterstromeinsatzpunktes vergoldet; der Gitterdraht selbst hat eine Dicke von nur 8 µ. Durch die dünnen Gitterdrähte und die geringe Steigung der Wicklung wird eine hervorragende Steuerschärfe der Röhre erreicht. Die Streuung der für die Resonanzfrequenz mitverantwortlichen Röhrenkapazitäten ist so gering, daß beim Auswechseln der Röhre keine Nachstimmung erforderlich wird.

Resonanzkreise im Dezituner

Im Bild 1 wurde wegen der Übersichtlichkeit der eigentliche Schwingungskreis mit verteilter Induktivität und Kapazität dargestellt. Diese Anordnung ist aber im Bereich der dm-Wellen nicht mehr möglich.

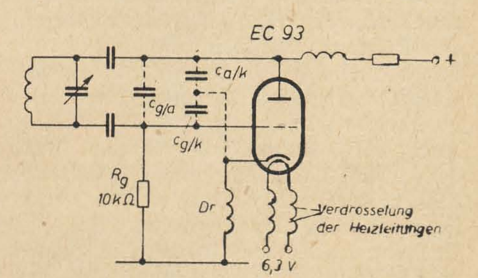


Bild 1: Prinzipschaltung des Ultraaudions

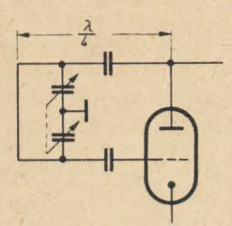


Bild 2: λ/4-Lecherleitung als Resonanzkreis

Es wurde bereits darauf hingewiesen, daß im Gegensatz zu UKW-Kreisen im dm-Wellenbereich Kreise mit hohem C/L-Verhältnis und trotzdem hoher Güte erforderlich sind, um bestmögliche Frequenzkonstanz zu erzielen. Die Röhrenkapazitäten gehen nahezu unvermindert in die Kreisdaten ein, daher sind die Einflüsse von Kapazitätsschwankungen durch Erwärmung, Erschütterung usw. auf die Oszillatorfrequenz beträchtlich.

Im Bild 2 ist als Resonanzkreis für die ultrahohen Frequenzen ein λ/4-Lechersystem verwendet worden. Wegen der am Eingang der Lecherleitung liegenden Röhrenkapazitäten wird die tatsächliche Länge wesentlich kürzer als einem Viertel der Betriebswellenlänge entspricht (etwa 60 bis 70% von λ/4). Für die Lecherleitung ist im Hinblick auf das hohe C/L-Verhältnis ein niedriger Wellenwiderstand $\sqrt{\frac{L}{C}}$ zu wählen, das heißt, daß der

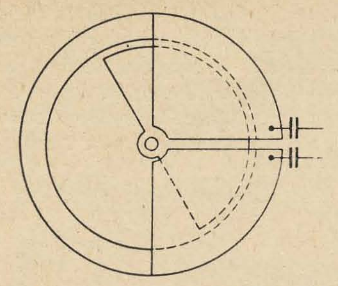


Bild 3: Unsymmetrischer Schmetterlingskreis

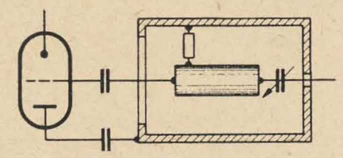


Bild 4: Prinzipskizze des Topfkreises im Ultraaudion

Abstand der Leiter voneinander klein gegen den Leiterdurchmesser sein muß. An Stelle der sonst üblichen Abstimmung der Lecherleitung durch einen am Leitungsende befindlichen Kurzschlußschieber ist es für die Fertigung in größeren Stückzahlen günstiger, die Abstimmung durch einen zusätzlichen Drehkondensator vorzunehmen. Je näher der Kondensator an den Röhrenanschlüssen, also zum Spannungsbauch liegt, um so größer ist die mit einem bestimmten C erreichbare Frequenzvariation.

Auch mit Schmetterlingskreisen, von denen Bild 3 eine unsymmetrische Ausführungsform zeigt, lassen sich große Frequenzänderungen erzielen. Bei der Drehung des Rotors wird nämlich gleichzeitig Kapazität und Induktivität geändert. Die plattenförmigen Teile des Schmetterlings stellen Kapazitäten, die bogenförmigen Induktivitäten dar. Steht der Rotor zwischen den Platten, so sind Kapazität und Induktivität groß; befindet er sich dagegen gegenüber den Bögen, so sind Kapazität und Induktivität ein Minimum.

Besonders hohe Kreisgüten besitzen erfahrungsgemäß alle Arten von Topfkreisen. Der Stromfluß geht ausschließlich im Innern vor sich, so daß Strahlungsverluste nicht auftreten können. Der modifizierte $\lambda/4$-Topfkreis (Bild 4) wird durch einen Kondensator abgestimmt, der sich im Gegensatz zur Lecherleitung (Bild 2) im Strombauch befindet und die wirksame Länge des Topfes verändert.

Wegen seines einfachen und robusten Aufbaus wird der Topfkreis häufig in FS-dm-Vorsatzgeräten verwendet. Die Länge der konzentrischen Leitung ist so gering, daß die Kapazität zwischen Außen- und Innenleiter vernachlässigt und demgemäß mit einem räumlich konstanten Strom auf den Topfwandungen gerechnet werden kann.

Vollständige Schaltung des Dezituners

Bild 5 gibt die vollständige Schaltung des Dezituners für das Band III und einen Teil von Band IV (470 bis 680 MHz) wieder; im Bild 6 ist die gleiche Schaltung nochmals skizziert, aber im Gegensatz zu Bild 5 ist hier der frequenzbestimmende Schwingkreis nicht als Topfkreis, sondern des besseren Verständnisses wegen als Kreis mit verteilter Induktivität und Kapazität gezeichnet worden. Dieser Dezizusatz ist mit einer Mischdiode und der Triode EC 93 als Oszillator bestückt. Er kann mit einer Schraube an dem im Empfänger befindlichen Kanalwähler (Typ 105 von NSF) befestigt werden. Über vorgesehene Kontaktstifte wird der Zusatz mit den erforderlichen Betriebsspannungen versorgt. Da hinter der Mischdiode bereits die übliche ZF von 38,9 MHz (Bild) zur Verfügung steht, ist der Kanalschalter in einer der Reservestellungen (11 oder 12) mit dem Spulensatz für die ZF bestückt und der Band-I- bzw. Band-III-Oszillator — gewöhnlich das Triodensystem einer PCF 80 — stillgelegt. Bei Empfang eines FS-Senders im Dezi-Band arbeitet der eigentliche Kanalschalter als weitere ZF-Stufe, wobei das erste Gitter der PCC 84 (Kaskodevorstufe) eine feste negative Gittervorspannung erhält.

Man kann Antennen mit einem Fußpunktwiderstand von 60 Ω oder 240 Ω verwenden. Das 60-Ω-Koaxialkabel wird mit dem Mantel an Masse des Tuners und mit der Kabelseele an eine der Anschlüsse der Induktivität L_1 (Koppelschleife) gelegt. Will man eine 240-Ω-Antenne mit dem entsprechenden Bandkabel benutzen, wird das Kabel an die beiden äußeren Enden der Koppelschleife angeschlossen.

Zur Mischung verwendet NSF eine Siliziumdiode vom Typ 1 N 62, der Diodenstrom beträgt 0,7 bis 1,2 mA.

Der Dezivorsatz besteht aus einem in vier Fächer unterteilten, versilberten Gehäuse. Drei Fächer sind entsprechend den Induktivitäten L_2, L_3 und L_6 als Topfkreise ausgebildet. Eine in der Mitte befindliche Hohlachse bewegt über ein Schneckengetriebe mit dem Übersetzungsverhältnis 29 : 1 die durch alle vier Fächer gehende Kondensatorachse. Die Platten für die Vorkreise haben einen nierenförmigen Schnitt und sind zur Gleichlaufjustierung gefiedert. Beim Oszillatorpaket des Drehkondensators (C_4) sind dagegen die beiden Statorplatten sichelförmig ausgeführt, um eine gute Frequenzverteilung zu gewährleisten. Der gesamte Bereich des Dezibandes IV wird mit 14,5 Umdrehungen der Kondensatorachse durchfahren; für 7 MHz — also eine Kanalbreite — ist eine halbe Umdrehung der Kondensatorachse erforderlich. Es ergibt sich somit eine exakte und feine Abstimmung für die Kanäle 12 bis 41 im Band IV und z. T. in V. Im Oszillator-Topfkreis sind wieder zwei Trimmer C_6 und C_7 angeordnet, die an verschiedenen Stellen der Induktivität angeschlossen sind. Mittels dieser Trimmer ist ein Zweipunktabgleich an den Bereichsenden für den Oszillator möglich. Die elektrischen Daten des NSF-Dezituners sind:

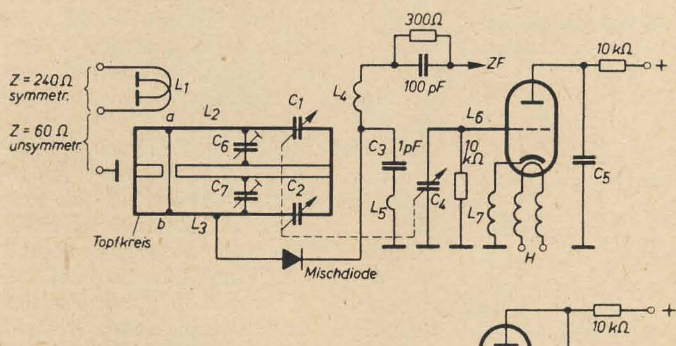


Bild 5: Vollständige Schaltung des Dezituners für das Band IV (NSF)

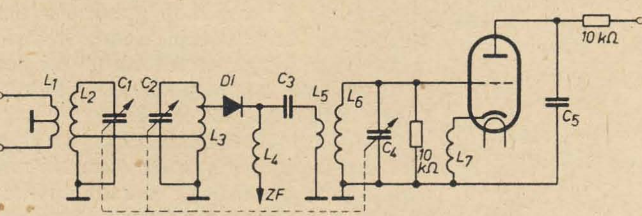


Bild 6: Prinzipschaltung des Dezituners entsprechend Bild 5

L_2, L_3, C_1, C_2 stellen einen durchstimmbaren Topfkreis-Bandfilter von 470 bis 680 MHz dar, an dessen „Primärkreis" (L_2, C_1) die Antennenspannung gelangt. Über eine „Spulenanzapfung" (s. a. Bild 6, bzw. Verbindung a—b im Bild 5) ist der zweite Bandfilterkreis L_3, C_2 an den ersten angekoppelt; an einer weiteren Anzapfung liegt die Mischdiode. Die in Anodenbasisschaltung betriebene Oszillatortriode ist durch L_6 an den Topfkreis angekoppelt, wobei die Katode mittels der Induktivität L_7 ein gegen das Chassis erhöhtes Potential bekommt. Die in der Triode erzeugte Oszillatorspannung wird über die Koppelschleife L_5 ausgekoppelt und der Mischdiode zugeführt. Die ZF (Oszillatorfrequenz — Empfangsfrequenz) wird schließlich über die Induktivität L_4 der als erste ZF-Stufe arbeitenden Kaskoderöhre PCC 84 zugeleitet.

Empfangsbereich	470 bis 680 MHz (Kanäle 12 bis 41)
Zwischenfrequenz	38,9 MHz (Bild) und 33,4 MHz (Ton)
ZF-Ausgang	400 Ω unsymmetrisch
Bandbreite	12 bis 17 MHz
Spiegelfrequenzsicherheit	besser als 40 dB
ZF-Sicherheit	besser als 75 dB
Frequenzverlauf nach dem Einschalten	nach 5 Min.: ± 500 kHz
	nach 10 Min.: ± 200 kHz
	nach 20 Min.: ± 60 kHz

Graetz hat einen Dezituner entwickelt, der die Bänder IV (Kanäle 12 bis 27 entsprechend 470 bis 582 MHz) und V (Kanäle 28 bis 77, entsprechend 610 bis

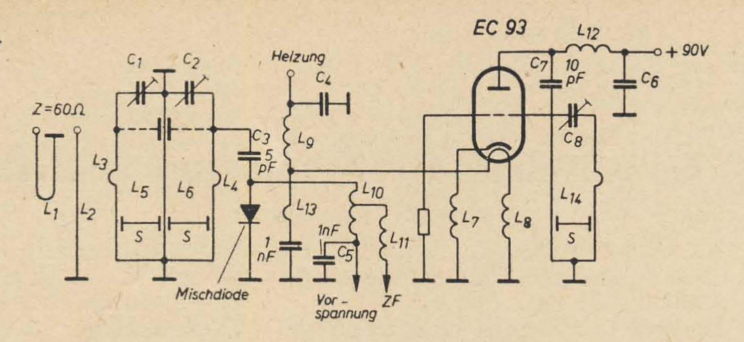


Bild 7: Dezi-Versuchsschaltung (Graetz)

960 MHz) überstreicht. Dieser zusätzliche UHF-Tuner läßt sich organisch in einen dafür vorgesehenen Ausschnitt aller von Graetz hergestellten Fernsehempfänger einfügen. Die Empfangsfrequenz wird in einer Diode direkt auf die ZF 38,9 (Bild) bzw. 33,4 MHz (Ton) umgesetzt und damit die Doppelmischung (nach dem Converterprinzip) vermieden. Der Oszillator im Hauptgerät wird bei Umschaltung auf Deziempfang durch Abschalten der Anodenspannung außer Betrieb gesetzt, während die Kaskodevorstufe E 88 CC und die Mischröhre P(C)F 80 als Geradeausempfänger dienen. Als Oszillatorröhre verwendet Graetz die schwingsichere Spezialröhre 6 AF 4; die Abstimmung erfolgt kontinuierlich durch ein veränderliches zweikreisiges Leitungskreisbandfilter, wobei der Oszillator in Colpitts-Schaltung mit einem Lecherresonator schwingt. Bandfilter und Lecherresonator befinden sich stets im absoluten Gleichlauf. Den Versuchsaufbau eines von Graetz entwickelten Dezituners, der mit der UHF-Triode EC 93 bestückt ist, zeigt Bild 7. Die Antenne wird über ein aus Blechstreifen bestehendes Symmetrierglied L_1, L_2 an das Dezibandfilter L_5, L_6 angekoppelt, das aus halbkreisförmig gestanzten Blechstreifen besteht. Die sich aus dem Aufbau ergebende Kapazität C stellt die Koppelkapazität des Filters dar. Die Trimmer C_1 und C_2 und die eingefügten Biegestreifen L_3, L_4 dienen zum genauen Abgleich des Eingangskreises, während die Vorabstimmung mit den verschiebbaren Brücken S erfolgt. Über C_3 (5 pf) gelangt die Eingangsspannung zur Mischdiode, während gleichzeitig über die Koppelschleife L_{13}, die nur aus einer Windung besteht, die in der EC 93 erzeugte Oszillatorspannung induktiv (die „Sekundärwicklung" ist die Diode selbst) zur Mischdiode gelangt. Die aus der Mischung resultierende ZF-Spannung tritt an der Induktivität L_{10} auf, die als Primärwicklung eines fußpunktgekoppelten Bandfilters aufzufassen ist. Über L_{11} wird die ZF dem Tuner des Hauptgerätes zugeführt. Die als Oszillator dienende EC 93 arbeitet in selbsterregter Dreipunktschaltung (Colpitts) mit einer Lecherleitung L_{14} als Oszillatorschwingkreis. Ähnlich wie im Vorkreis dient auch hier der Schieber S zum Vorabgleich und der Trimmer C_8 zum exakten Abgleich. Die weiteren Spulen L_7, L_8, L_9, L_{12} sind Dezidrosseln und verhindern das Abstrahlen ultrakurzer Störfrequenzen. Interessanterweise erfolgt die Auskopplung der Oszillatorfrequenz aus dem Heizkreis über die Koppelschleife L_{13}, da deren Induktivität zusammen mit der Faden-Katodenkapazität die richtige Oszillatorfrequenz liefert.

In diesem Zusammenhang ist erwähnenswert, daß von manchen Firmen auch die EC 81 (bzw. ein System der Doppeltriode ECC 81) als Dezi-Oszillator verwendet wird. Allerdings schwingt diese Röhre nur bis etwa 750 MHz einwandfrei, so daß man sie für die oberen Kanäle des Dezibandes V nicht mehr verwenden kann. Dagegen ist die Grenzfrequenz der EC 93 etwa 1400 MHz ($\approx$ 22 cm). Mit Rücksicht auf die unter dem Wert 1 liegende Mischverstärkung in der Diode ist auch gelegentlich versucht worden, eine Vorverstärkung der geringen Dezi-Empfangsspannungen vorzunehmen. Derartige Dezi-Vorverstärker bedingen aber meistens einen für Heimempfänger nicht mehr tragbaren Aufwand.

Zur Mischung eignen sich am besten Siliziumdioden, da sie temperaturunempfindlicher als Ge-Dioden sind. Bezeichnet man mit S in A/V die mittlere Diodensteilheit (etwa $3 \cdot 10^{-3}$ A/V) mit R den ZF-Außenwiderstand in Ω, so ist die Mischverstärkung einer Siliziumdiode:

$$V_m = \frac{S \cdot R}{1 + S \cdot R}.$$

Je größer also S · R gegen 1 ist (für $S = 3 \cdot 10^{-3}$ A/V und R = 3,3 kΩ ist S · R = 10), um so größer wird die Mischverstärkung, sie bleibt aber stets unter 1!

In den Dezi-Vorsetzern wird man aus Billigkeitsgründen in der Zukunft wohl von den hohe Präzision erfordernden Rohrleitungen Abstand nehmen und mehr zu einfachen Doppelleitungen aus Metallbändern übergehen, deren Resonanzlage durch einfache Schieber (S in Bild 7) eingestellt und durch biegsame Streifen oder Trimmer exakt abgeglichen werden kann. Einige Aussicht, sich in der Praxis durchzusetzen, haben außer Doppelleitungen nur noch kapazitiv abgestimmte Topfkreise (NSF, Bild 5).

Nach Informationen von Telefunken, Graetz, NSF u. a.



„Betr.: Umstellung an Fernsehsendern und -empfängern

In den letzten Tagen wurden in der Tagespresse Meldungen veröffentlicht, wonach in nächster Zeit Änderungen sowohl an den in Betrieb befindlichen Fernsehsendern als auch an den bereits verkauften Fernsehempfängern vorgenommen werden.

Als ständiger Leser und Abonnent Ihrer Zeitschrift „RADIO UND FERNSEHEN" muß ich zu meinem Bedauern feststellen, daß Sie über diese seit längerer Zeit vorbereiteten Maßnahmen bisher nichts geschrieben haben. Ich muß Ihnen ganz ehrlich sagen, daß ich es nicht richtig finde, über derartige Umstellungen in der Tagespresse etwas zu lesen, während in Ihrer Zeitschrift, die doch in erster Linie die daran interessierten Kreise anspricht, bisher nicht einmal ein Hinweis erschienen ist.

Es würde mich sehr freuen, einmal hierzu Ihre Stellungnahme zu hören und vor allem auf schriftlichem Wege zu erfahren, was denn nun eigentlich vorgesehen ist.

Bekanntlich arbeiten unsere Fernsehsender in der Deutschen Demokratischen Republik nach der OIR-Norm, d. h., mit einem Bild-Ton-Abstand von 6,5 MHz. Seit Weihnachten 1956 arbeitet jedoch ein Fernsehsender des Deutschen Fernsehfunks in Berlin-Köpenick nach der bisher in der Bundesrepublik Deutschland üblichen CCIR-Norm im Band III, Kanal 5. Dies haben Sie in Ihrem Heft 2 Jahrgang 1957 bekanntgegeben, allerdings ohne irgendeinen Kommentar.

Nach der Leipziger Herbstmesse 1956 wurde in einer westdeutschen Fachzeitschrift von einer Umstellung der Norm gesprochen, und es wurden in letzter Zeit von den Rafena-Werken auch Empfänger nach der CCIR-Norm hergestellt.

Bitte teilen Sie mir deshalb mit, wann hierüber etwas in Ihrer Zeitschrift erscheinen wird, ob nun tatsächlich eine Umstellung auf die CCIR-Norm erfolgt und ob die neu hergestellten Geräte auch entsprechend geliefert werden.

Ich sehe Ihrer Stellungnahme mit großem Interesse entgegen . . ."

H. Z., Kleinmachnow b. Berlin

Wir haben diesen Brief nicht ohne Absicht aus unserer üblichen Leserbriefseite herausgenommen. Einmal, weil er ein Thema berührt, das zweifellos die technisch interessierten Kreise der DDR seit längerer Zeit bewegt hat, denn die Umstellung lag irgendwie in der Luft. Zum anderen, weil Herr Z. im zweiten Absatz seines Briefes Worte ausspricht, wie sie auch die Redaktion von RADIO UND FERNSEHEN nicht eindeutiger zur Klarstellung ihres Standpunktes hätte finden können. Seitdem die Umstellung in greifbare Nähe gerückt war, haben wir das Ministerium für Post- und Fernmeldewesen gebeten, uns r e c h t z e i t i g klare und konkrete Mitteilungen zukommen zu lassen, da auch unserer Meinung nach die Information bei den Fachleuten – und sei es nur wenige Tage – früher einsetzen müßte als bei der Masse der Fernsehteilnehmer. Dies ist leider nicht erfolgt, und wir sind der Meinung, daß hier das erwähnte Ministerium und vielleicht auch andere Dienststellen ihre Einstellung zur Fachpresse zu revidieren haben.

Die Redaktion



OTTO ERNST

Ein 8/11-Kreis-Großsuper zum Selbstbau

Für einen Großsuper ist ein hoher technischer Aufwand erforderlich, denn Empfangsleistung und Wiedergabequalität sollen verwöhnten Ansprüchen genügen. Ein Gerät, das diese Forderungen erfüllt und mit handelsüblichen Bauteilen vom Amateur nachgebaut werden kann, wird in der folgenden Bauanleitung beschrieben. Die Qualität eines solchen selbstgebauten Empfängers kann mit der eines Industriegerätes durchaus verglichen werden.

HF- und ZF-Teil

AM-Bereiche

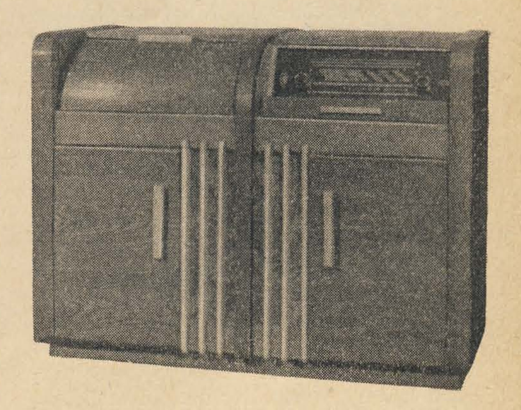
Das Tastenschalteraggregat TOV 56/7 der Firma Gustav Neumann enthält, fertig verdrahtet, sämtliche Selbstinduktionen, Trimmer und Festkondensatoren für den HF-Eingangskreis und den Oszillator sowie den Saugkreis für die AM-ZF. Nach Bild 1 werden die gestrichelt gezeichneten Verbindungen am Tastenschalter zusätzlich eingefügt und entsprechend den numerierten Anschlußpunkten nach Bild 3 verdrahtet. Auf die als Oszillator und multiplikative Mischröhre arbeitende ECH 81 folgen zwei ZF-Verstärkerstufen. Eine Diode der EBF 80 übernimmt die Demodulation und liefert gleichzeitig am NF-Quellpunkt die auf drei Stufen unverzögert wirkende Regelspannung und die Steuerspannung für die EM 80. Unmittelbar hinter R_{46} ist der 9-kHz-Saugkreis eingeschaltet. Somit erübrigt sich eine gesonderte Umschaltung bei UKW-Empfang. R_{45}, R_{46}, R_{47}, R_{48} sowie C_{27} sind gegen Brummeinstreuungen statisch geschirmt.

Die hohe Güte der drei zweikreisigen ZF-Filter ergibt eine sehr schmale Bandbreite. Mit Rücksicht auf ein gutes Klangbild müssen die Bandfilteranschlüsse mit Dämpfungswiderständen überbrückt werden. Der hierdurch entstehende geringe Verstärkungsverlust ist bei der hohen Gesamtverstärkung unbedeutend. Um Schwingneigungen im Kurzwellenbereich zu verhindern, wird bei AM der Primärkreis des ersten 10,7-MHz-Filters über die Schalterkontakte 9 und 10 kurzgeschlossen und das Bremsgitter der EBF 80 über Kontakt 6 auf Masse geschaltet.

Wird, wie im Schaltbild angegeben, der Punkt 1 über eine kleine HF-Drossel mit dem Dipolanschluß verbunden, kann auf eine spezielle Antenne bei AM-Empfang verzichtet werden.

UKW-Bereich

Als Eingangsteil wird der fertig geschaltete und abgeglichene UKW-Eingangstuner U 4, Firma Gustav Neumann, benutzt (Bild 2). Für die Eingangsstufe wurde die Zwischenbasisschaltung gewählt. Die Mittelanzapfung des Antennenkreises wird über Punkt 27 an Masse gelegt, um eventuelle Rückwirkungen weitgehend zu unterdrücken. Der Oszillator arbeitet als selbstschwingender Mischer mit induktiver Rückkopplung und besonderer Entdämpfung. Durch die L-Abstimmung (87 bis 101 MHz) ergibt sich ein günstiges L/C-Verhältnis und eine daraus resultierende gute Gesamtverstärkung. Der ZF-Filteranschluß 25 ist mit Punkt 4 des Taschenschalters zu verbinden. In Stellung U arbeitet die nachfolgende ECH 81 als ZF-Verstärker. Das Gitter des Triodensystems liegt über Kontakt 7 an Masse. Da die Anodenspannung jetzt über Punkt 18 an den UKW-Tuner geführt wird, erhält das Schirmgitter der EBF 80 über R_{64} nur eine niedrige Spannung. Die im gleichen Leitungszug liegenden Widerstände R_{63} und R_{66} bilden einen genügend hochohmigen Außenwiderstand des Triodensystems der ECH 81, und der noch fließende Anodenstrom ist praktisch unbedeutend.



UKW-Eingangstuner mit der ECC 85;

Drucktastenaggregat für UK, K I, K II, K III, M, L und TA;

3 ZF-Stufen;

gestaffelter Gitterbegrenzungseinsatz und automatische Rauschunterdrükkung bei FM; getrennte Höhen- und Tiefenregelung;

Gegentaktendstufe mit zusätzlicher Schallsäule

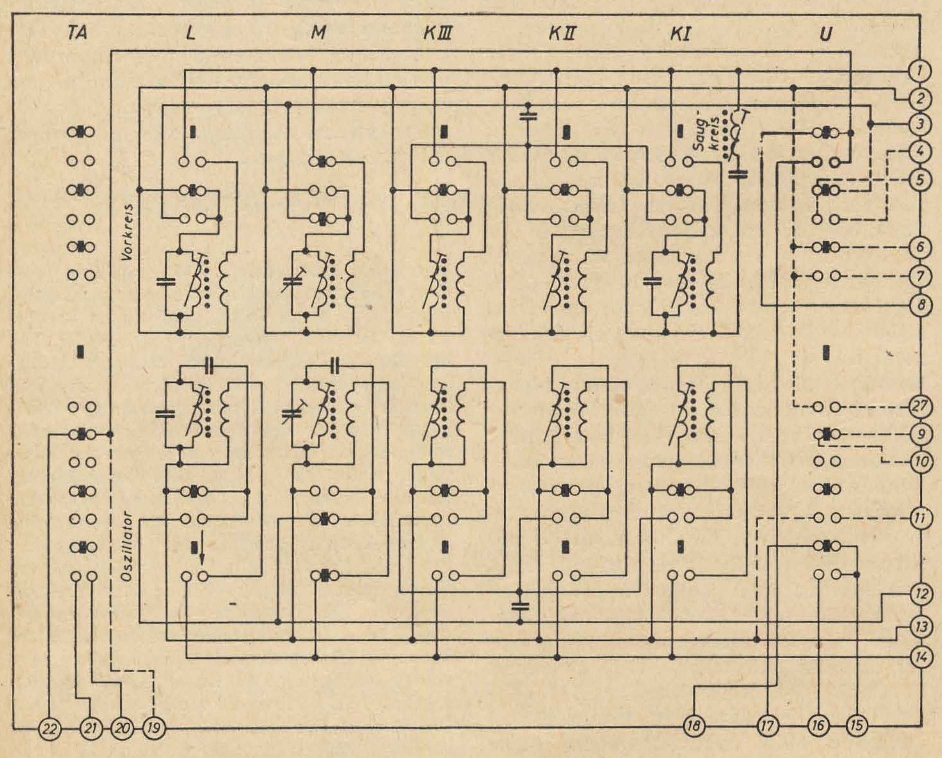
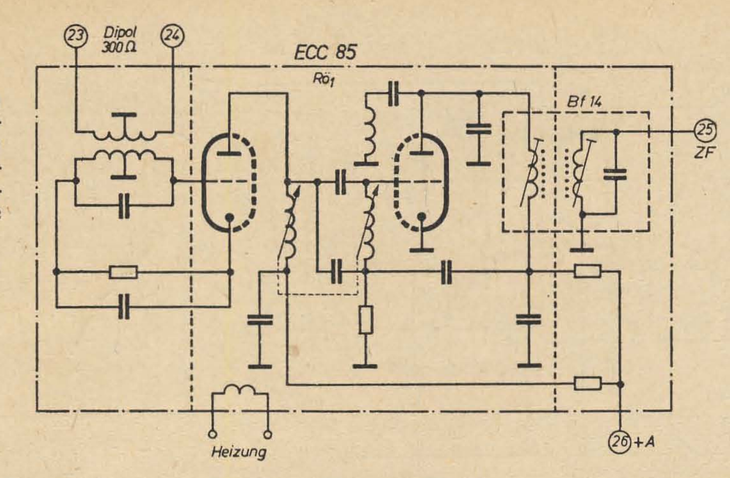


Bild 1: Tastenschalter TOV 56/7, eingeschalteter Bereich: Mittelwelle

Nach weiterer ZF-Verstärkung in der EF 89 und der EBF 80 erfolgt die Demodulation im Ratiodetektor mit der EAA 91. Durch die feldstärkeabhängige Regelung des Bremsgitters der EBF 80 durch den Ratiodetektor wird die Begrenzerwirkung der Gitterkombination C_{32}, R_{54} noch unterstützt.

Da über Punkt 11 ebenfalls R_{59} auf Massepotential liegt, erfolgt bereits im Gitterkreis der EF 89 eine Vorbegrenzung stärkerer Signale. Gemeinsam mit der niedrigen Schirmgitterspannung der EBF 80 und der damit verbundenen Kennlinienverkürzung gelingt es, auch bei sehr unterschiedlichen Antennenspannungen dem Ratiodetektor eine vom Eingangssignal annähernd unabhängige, konstante Spannung zuzuführen.

Bild 2: UKW-Eingangstuner U 4. Die Antennenspule wird nicht, wie in der Zeichnunug angegeben, direkt an Masse gelegt, sondern über Schalterkontakt 27 (siehe Bild 1)



Infolge der hohen ZF-Verstärkung ist bei fehlendem Träger im Lautsprecher bereits ein recht störendes Rauschen zu hören. Zur Unterdrückung wird der Empfänger an empfangsfreien Stellen mit Hilfe einer Schaltröhre ($Rö_{6\,I}$, $^1/_2$ ECC 83) gesperrt, indem durch den Anodenruhestrom über den Katodenwiderstand R_{38} eine kleine positive Spannung am Ratiodetektor liegt. Schon bei einer schwachen Spannung am 10-kΩ-Teil (R_{37}) des Belastungswiderstandes des Ratiodetektors durch Empfang eines Senders erhält das Gitter der Schaltröhre eine negative Vorspannung, es fließt kein Anodenstrom und der Ratiodetektorkreis ist geöffnet. Der Einstellregler P_2 ist so eingestellt, daß bei gerade unterdrücktem Rauschen sich zwischen den Stationen die schwächsten Sender herausheben. Im Übergangsgebiet zwischen gesperrtem und offenem Zustand wirkt die Schaltröhre zusätzlich als Klangblende, da ein Teil der für die Deemphasis benötigten Kapazität, C_{49}, nicht an Masse, sondern an der Anode liegt. Eine weitere feldstärkeabhängige Höhenbeschneidung erfolgt über die Schaltglieder R_{34}, R_{39}, D_1 und C_{52}.

Besonderer Wert wurde auf größtmögliche Stabilität des ZF-Teiles gelegt, um den gesicherten Nachbau zu gewährleisten. So zeigt Bild 10 einen Vorschlag zur Anordnung der Schaltglieder bei kürzester schleifenloser Leitungsführung. Gitter- und Anodenkreise der ECH 81, EF 89 und EBF 80 sind durch kleine Schirmwände getrennt, die Anoden- und Heizleitungen wurden an kritischen Punkten verdrosselt und mit induktionsfreien Kapazitäten überbrückt. Weitere Sicherheit gegen Selbsterregung bietet die Schirmgitterneutralisation der Röhren EF 89 und EBF 80. Es ist unbedingt erforderlich, die HF führenden Teile nach Bild 4 unmittelbar an einen gemeinsamen Stufenerdpunkt zu führen. Die günstigste Masseverbindung mit dem Chassis muß manchmal durch Versuch ermittelt werden, wobei für die Röhrenheizung eigene Erdpunkte zu wählen sind. Allgemein dürften jedoch die beiden Schrauben für die Röhrensockelbefestigung als getrennte Masseverbindungen zu verwenden sein.

NF- und Netzteil

Dem leistungsfähigen HF-Teil entspricht ein sorgfältig dimensionierter NF-Teil. Die NF-Spannung wird nach Regelung durch den gleichstromfrei zwischengeschalteten Lautstärkeregler dem Gitter von $Rö_{6\,II}$ zugeführt und im ersten System einer weiteren ECC 83, $Rö_{7\,I}$, nochmals verstärkt. Das zweite Triodensystem dieser Röhre arbeitet als Phasenumkehrstufe und liefert die gegenphasigen Steuerspannungen für den 12-W-Endverstärker mit 2× EL 84, dessen negative Gitterspannungen durch ein gemeinsames Katodenaggregat erzeugt werden.

Die zwischen $Rö_6$ und $Rö_7$ eingefügte Baß- und Höhenregelung ist für eine möglichst große Anhebung bzw. Absenkung dimensioniert (Bild 6), ohne daß sich aber dabei beide Maßnahmen unzulässig beeinflussen können. Um den Störpegel niedrig zu halten, werden die Schaltelemente R_{25}, R_{26}, R_{27} und C_{19}, C_{20}, C_{21}, C_{22} auf einem gemeinsamen Lötösenbrettchen (Bild 7) unter einer Abschirmhaube angeordnet. Die Verbindungen zu den Reglern $P_{2,\,H}$ und $P_{3,\,T}$ erfolgen durch zweiadrige, geschirmte Leitungen, die Abschirmung ist nur einseitig zu erden. Ferner ist eine Sternverdrahtung jeder Stufe unbedingt zu empfehlen und die $ECC\ 83_I$ durch eine Metallhaube abzuschirmen.

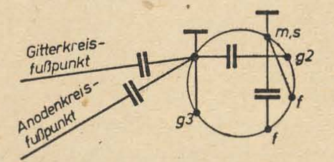


Bild 4: Erdpunkte bei UHF-Verstärkung

Besondere Sorgfalt erfordert das Wickeln des Ausgangsübertragers nach Bild 8. Die geteilten und verschachtelten Wicklungen gestatten einen guten Phasengang bei hohen Frequenzen und geringen Intermodulationsverzerrungen bei größerer Ausgangsleistung. Eine frequenzabhängige Gegenkopplung von der Sekundärseite nach der Katode von $Rö_{7\,I}$ und eine Spannungsgegenkopplung durch R_{24} geben dem Gerät eine sehr gute Klangreinheit.

Mit Hilfe elektrischer Weichen (L_2, C_{10}) werden den Hochtonlautsprechern nur

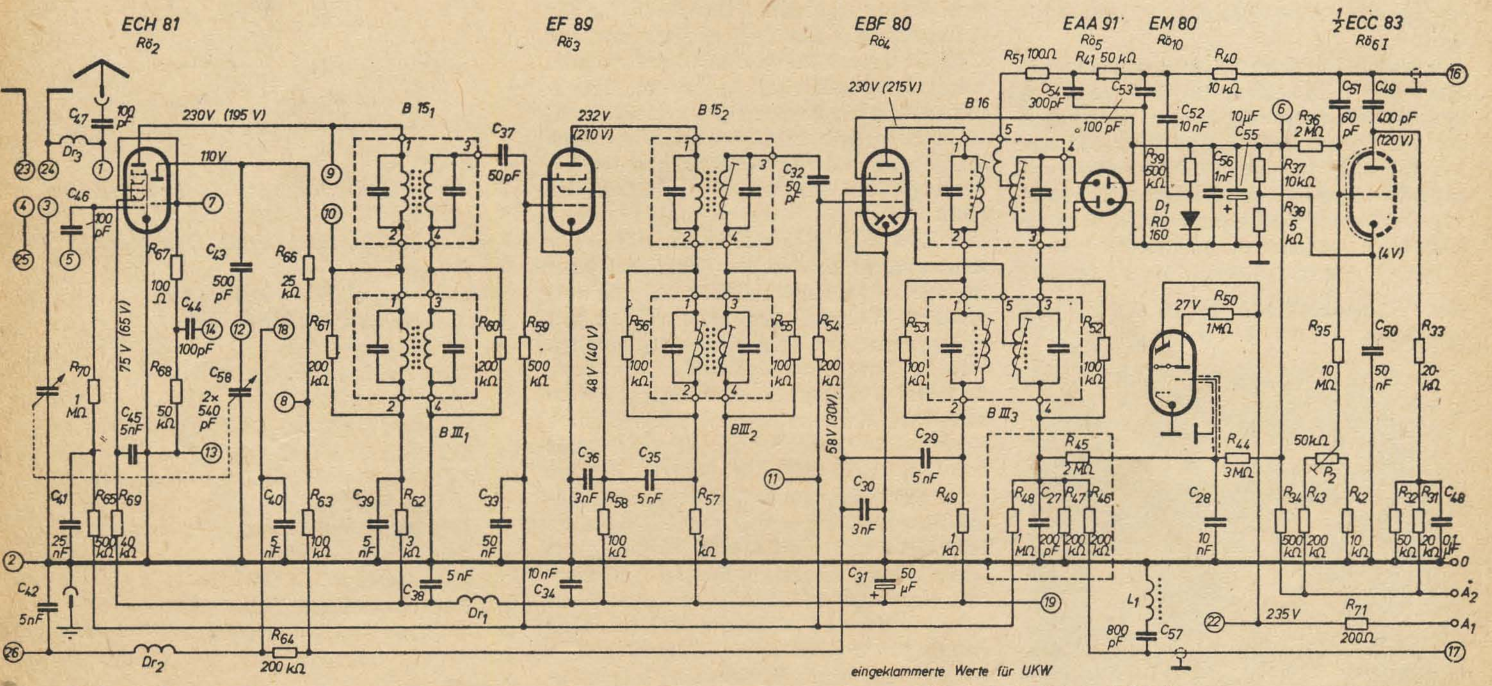


Bild 3: HF- und ZF-Teil. Dr_3 ist nicht, wie angegeben, mit 24 verbunden, sondern mit Kontakt 27 (siehe Bild 1)

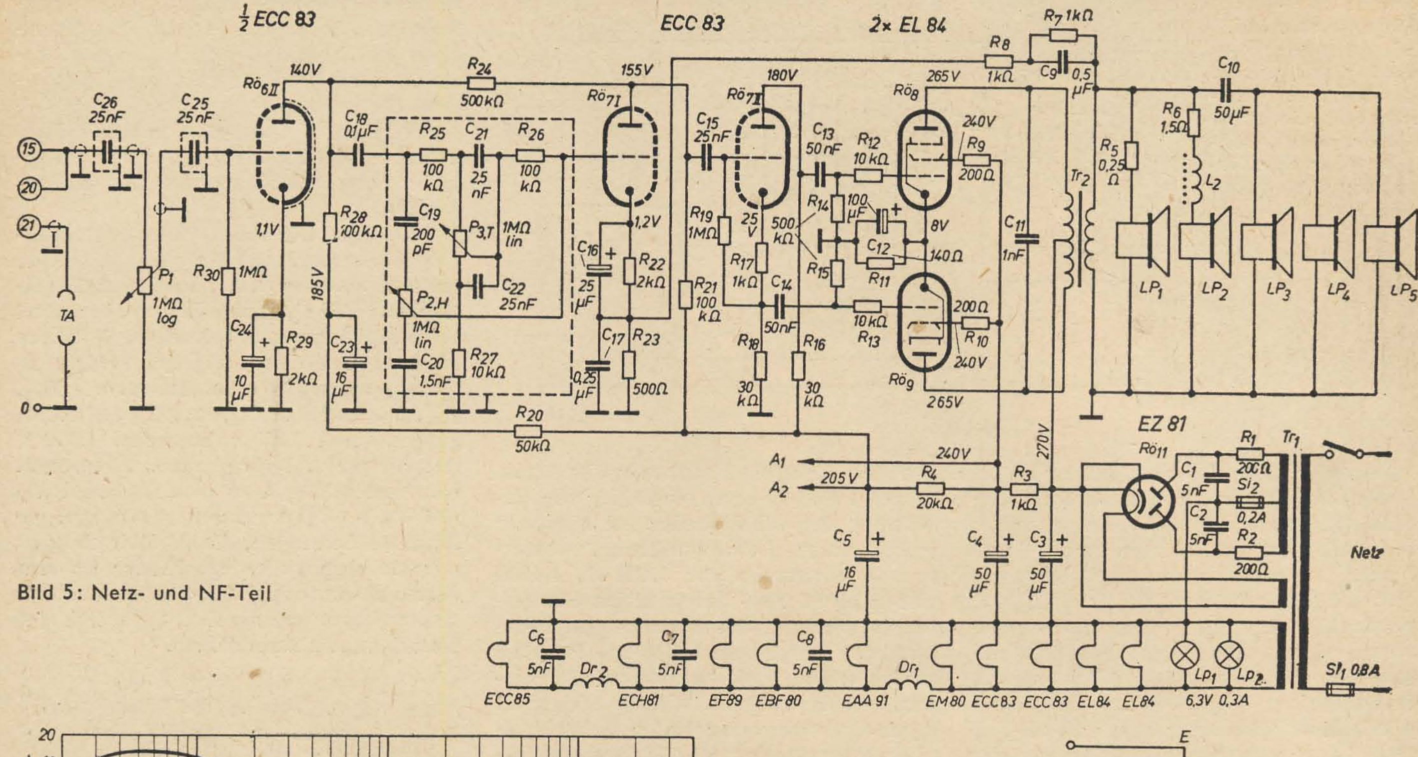


Bild 5: Netz- und NF-Teil

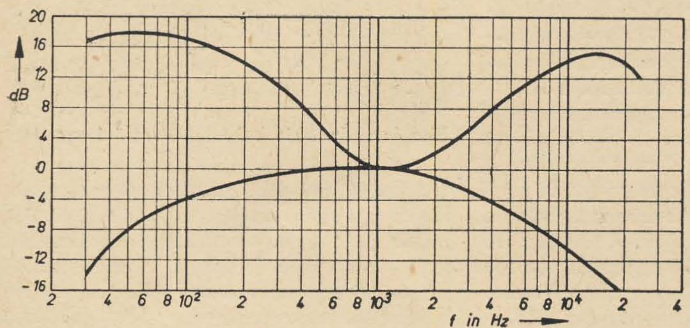
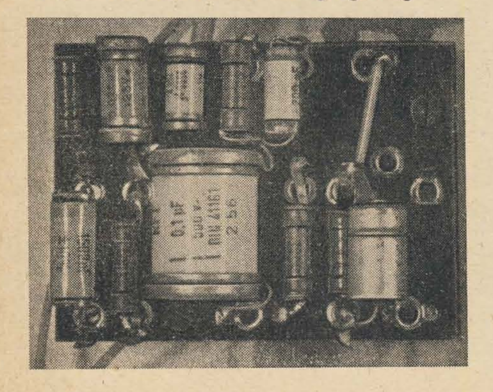


Bild 6: Frequenzgang der Höhen- und Tiefenregelung gemessen über gesamten NF-Teil (Tr_2 sek.)

die hohen Frequenzen zugeführt, während zum Lastausgleich LP_2 die mittleren und tiefen Frequenzen bevorzugt abstrahlt. Diese vier Systeme sind in einer besonderen Schallsäule gegeneinander räumlich versetzt eingebaut und ergeben mit dem im Rundfunkgerät montierten Tieftonlautsprecher eine günstige Schallverteilung.

Der Netzteil mit der EZ 81 und der mehrgliedrigen Siebkette gibt drei verschiedene Anodenspannungen ab. Die Anoden der Gleichrichterröhre sind über Schutzwiderstände an die 280-V-Sekundäranzapfungen am Universaltrafo N 102 U angeschlossen, ein Leiter für die Röhrenheizungen wird direkt an Masse geführt.

Bild 7: Schaltbrettchen für die Widerstände und Kondensatoren der Klangregelung



Mechanischer Aufbau

Das Chassis wird aus 2 mm dickem Alu-Blech, halbhart, gebogen. Seine lichte Höhe soll etwa 60 mm betragen. Zur Versteifung sind nach Bild 9 rechts und links über die Seitenwände schmale Blechstreifen angeschraubt. Die Maße für die Aussparungen des Tastensatzes und des UKW-Tuners können Bild 10 entnommen werden. Symmetrisch neben den Drucktasten sind die Regler $P_{2,H}$ und $P_{3,T}$ auf kleinen Blechwinkeln befestigt. Die Achsen dieser Kleinpotentiometer tragen die Abdeckscheiben für die Klangbildanzeige (Bild 11).

Das Bild zeigt gleichzeitig einen Teil der Skalenhalterung und den Seiltrieb. Dieser ist, wie heute meist üblich, zweiteilig ausgeführt. Während der direkte Trieb mit Schwungrad den Zeigertransport besorgt, werden über eine Zahnraduntersetzung 2 : 1 und Umlenkrollen der Doppeldrehko mit dem Variometer des UKW-Tuners eingestellt. Das Übersetzungsverhältnis von Drehko zur UKW-Einheit beträgt 1 : 1. Der Zeiger ist auf einer kleinen Metallhülse mit beiderseitigen Filzeinlagen befestigt und gleitet auf einem etwa 8 mm dicken Glasstab. Mit seinem unteren, abgebogenen Ende ist er durch einen zweiten, dünnen Stab gegen Verkanten gesichert. Die nutzbare Zeigerweglänge beträgt 250 mm. Hinter die Zeigerführung wurde zwecks gleichmäßiger Ska-

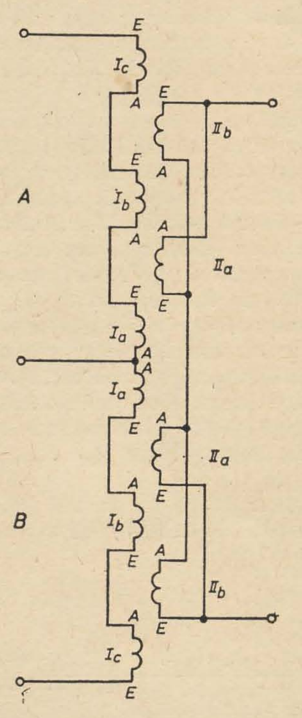


Bild 8: Gegentaktausgangstrafo für 2 × EL 84
$R_{a/a} = 8\ k\Omega$; $R_s = 1{,}6\ \Omega$

Kern: M 85/32 ohne Luftspalt, Dyn.-Blech IV 0,5 mm

Spulenkörper mit Mittelschott

Kernisolation 3 × 0,1 (Ölleinen)

- Ia 325 Wdg. 0,16 CuL
  Wicklungsisolation 3 × 0,1 (Ölleinen)
- IIa 20 Wdg. 0,75 CuL
  Wicklungsisolation 3 × 0,1 (Ölleinen)
- Ib 650 Wdg. 0,16 CuL
  Wicklungsisolation 3 × 0,1 (Ölleinen)
- IIb 20 Wdg. 0,75 CuL
  Wicklungsisolation 3 × 0,1 (Ölleinen)
- Ic 300 Wdg. 0,16 CuL
  Lagenisolation 1 × 0,05 (Papier)

Die Primärwicklungen A und B sind gegensinnig, lagen- und windungssymmetrisch ausgeführt

$L_{prim} \approx 30\ H$

$R_{prim} = 360\ \Omega$, $R_{sek} = 0{,}04\ \Omega$

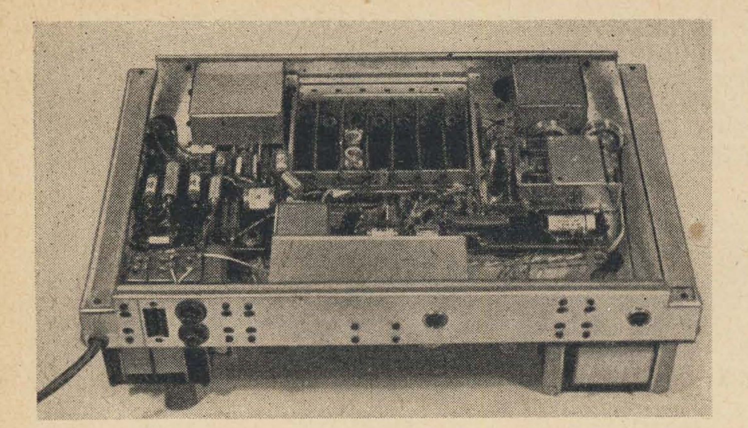


Bild 9: Chassisansicht von unten. Links vom Tastenschalter die Abschirmung für die Klangregelglieder, rechts der Doppeldrehkondensator und der UKW-Tuner. Links unter dem Tastenschalter das Abschirmblech für die Widerstände $R_{45, 46, 47, 48}$ und C_{27}

ZF-Abgleich

AM-Teil

a) Gerät auf MW schalten, Drehkondensator herausdrehen und ZF-Saugkreis verstimmen. Prüfgenerator 468 kHz amplitudenmoduliert an Gitter 1 der ECH 81, Vielfachmeßinstrument an Empfängerausgang anschließen.

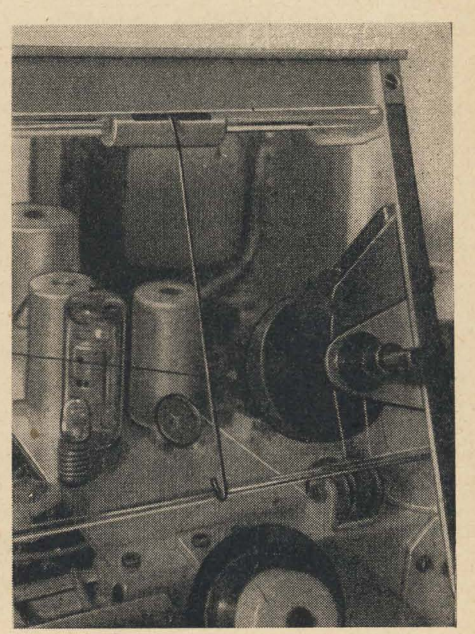


Bild 11: Skalenbefestigung und Seiltrieb

Bild 10: Maßskizze für den Aufriß des Chassis

b) Zuerst Demodulatorfilter B_{III_3}, anschließend B_{III_2} und darauf Filter B_{III_1} auf Maximum abgleichen. Diese Arbeit ist einige Male mit jeweils verminderter Prüfsenderspannung zu wiederholen, bis keine weitere Empfindlichkeitssteigerung festzustellen ist. Die einzelnen Filter sind grundsätzlich, wie alle Neumann-Filter, zuerst mit dem unteren Kern (Sekundärkreis), dann erst durch Verstellen des oberen Abgleichstiftes abzugleichen.

c) 468 kHz abschließend auf Antennenbuchse geben und den Saugkreis auf Minimum trimmen.

Bild 14 zeigt die Resonanzkurven des fertig abgeglichenen ZF-Teiles.

lenausleuchtung ein Stück Transparentpapier gespannt (Bild 12).

Für die verwendeten HF-Bauteile liefert die Firma Großmann, Erfurt, die passende Glasskala. Während die Aussparungen für eventuelle Achsdurchführungen auf Wunsch gebohrt werden, müssen die Fenster für die Abstimmanzeigeröhre sowie für „Baß" und „Sopran" mit einem feinen Schaber nachträglich ausgearbeitet werden.

Der Abgleich

Erforderliche Meßgeräte:

ein amplitudenmodulierter Prüfgenerator,

ein Vielfachmeßinstrument 1000 Ω/V, U_1,

ein μA-Meter, etwa 2 × 30 μA, Zeigerstellung in der Mitte, I_2.

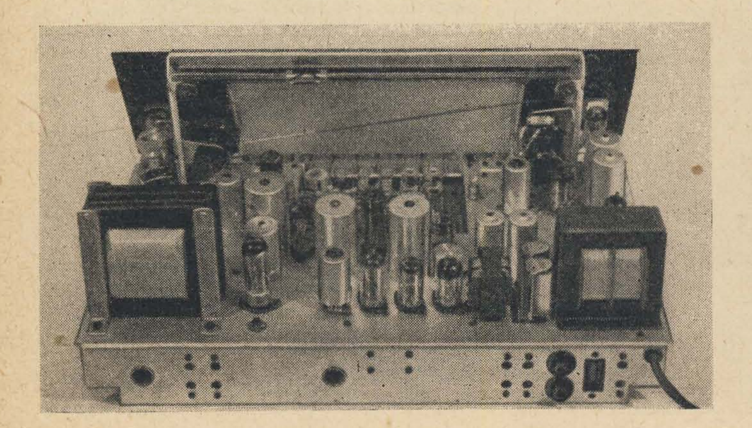


Bild 12: Rückansicht des Empfängers

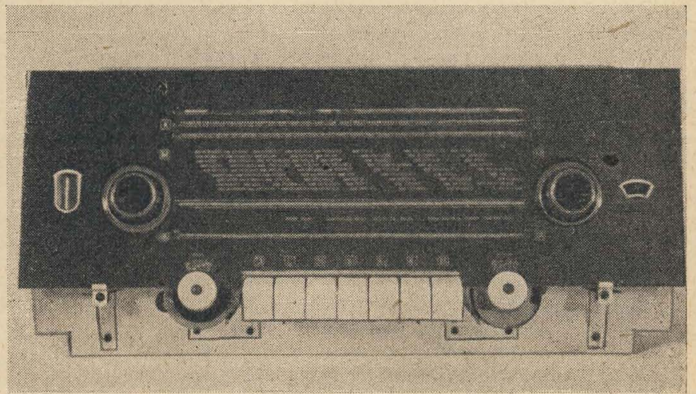


Bild 13: An der linken Seite der Skala der Lautstärkeregler, daneben der Magische Fächer, rechts Abstimmung. Darunter die Klangbildeinstellung und Drucktastensatz

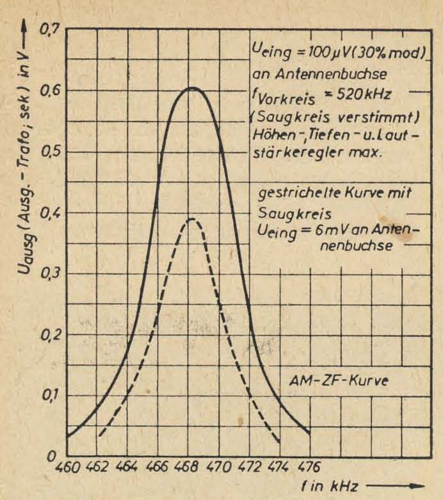


Bild 14: AM-ZF-Kurve

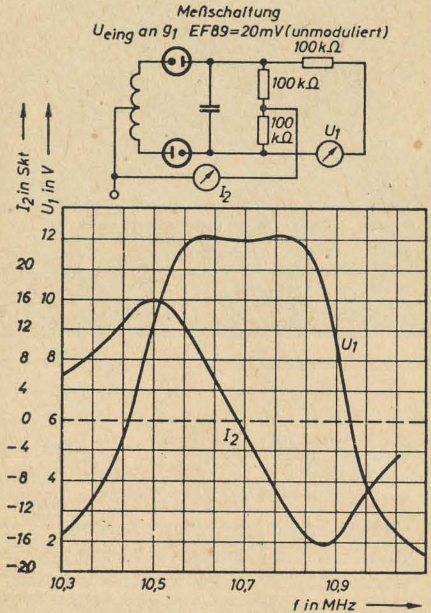


Bild 15: FM-ZF-Kurven

FM-Teil

a) Meßschaltung nach Bild 15.

b) Ungewobbelte Abgleichfrequenz 10,7 MHz auf das Gitter 1 der EBF 80 geben und Sekundärkreis (oberer Kern) verstimmen. Darauf Anodenkreis auf maximalen Ausschlag von U_1 trimmen.

c) Generator an Gitter 1 der EF 89, danach an Gitter 1 der ECH 81 anschließen und die zugehörigen Filter abstimmen.

d) Mit Hilfe einer über die ECC 85 geschobenen Drahtschlaufe wird die Abgleichfrequenz dem betriebsbereiten UKW-Tuner kapazitiv eingekoppelt und das auf ihm befindliche Filter abgeglichen.

e) Mit gleicher Ankopplung werden wieder, mit dem letzten Filter beginnend, nochmals sämtliche Kerne nachjustiert und abschließend Instrument I_2 durch Abgleich des oberen Kernes im Ratiofilter auf Nulldurchgang getrimmt.

Beim langsamen Durchdrehen des Prüfgenerators soll die Diskriminatorkurve etwa der des Bildes 15 entsprechen. Liegt der Nulldurchgang nicht in der Mitte der Resonanzkurve oder zeigen sich stärkere Verformungen des mittleren, geraden Kurventeiles, werden sämtliche Filter, unter ständiger Kontrolle der beiden Instrumente, entsprechend Absatz e, nochmals vorsichtig nachgestimmt.

AM/HF-Abgleich

Die Reihenfolge beim Abgleich der einzelnen Wellenbereiche ist beliebig, da die betreffenden Spulengruppen einzeln angeschaltet werden. Mit Ausnahme der Mittelwelle, bei der ein L- und C-Abgleich erfolgt, genügt für die übrigen Bereiche lediglich die L-Abstimmung.

Die Abgleichfrequenzen betragen etwa:

Langwelle	175 kHz
Mittelwelle	560 kHz und 1520 kHz
Kurzwelle III	3,75 MHz
Kurzwelle II	6,8 MHz
Kurzwelle I	13 MHz.

Der Eingangs- und Oszillatorteil des UKW-Tuners wird vom Werk fertig abgeglichen geliefert. Sollte dennoch eine Gleichlaufkorrektur notwendig sein, so lassen sich die beiden Antriebshälften nach Lösen einer Schraube auf der Kupplungsbuchse gegeneinander verstellen. Der Vorkreis kann bei angeschlossenem Dipol auf Bandmitte oder einen speziell bevorzugten Bereich abgestimmt werden. Bei allen Abgleicharbeiten sollten die Lautsprecher eingeschaltet bleiben, um ebentuell auftretende Störungen sofort zu erkennen.

Abschließend sei noch bemerkt, daß die im Bild 9 unten sichtbare große Abschirmkappe und die im Bild 12 neben dem Netzteil befindlichen vier Röhren mit dem kleinen Übertrager und dem Doppelrelais zu einem Mikrofonverstärker gehören. Weiter ist auf dem gleichen Bild hinten links ein kleiner Drehfeldgeber für die automatische Antennenrichtungsanzeige zu erkennen. Beide Bauteile näher zu erläutern dürfte aber nicht von allgemeinem Interesse sein.

Röhrenbestückung

$Rö_1$	ECC 85	$Rö_6$	ECC 83
$Rö_2$	ECH 81	$Rö_7$	ECC 83
$Rö_3$	EF 89	$Rö_8$	EL 84
$Rö_4$	EBF 80	$Rö_9$	EL 84
$Rö_5$	EAA 91	$Rö_{10}$	EM 80
		$Rö_{11}$	EZ 81

Einzelteile für Netz- und NF-Teil

R_1	Drahtwiderstand	200 Ω, 4 W
R_2	Drahtwiderstand	200 Ω, 4 W
R_3	Drahtwiderstand	1 kΩ, 6 W
R_4	Massewiderstand	20 kΩ, 1 W
R_5	Drahtwiderstand	0,25 Ω, 1 W
R_6	Drahtwiderstand	1,5 Ω, 1 W
R_7	Massewiderstand	1 kΩ, $^1/_4$ W
R_8	Massewiderstand	1 kΩ, $^1/_4$ W
R_9	Massewiderstand	200 Ω, $^1/_2$ W
R_{10}	Massewiderstand	200 Ω, $^1/_2$ W
R_{11}	Massewiderstand	140 Ω, 1 W
R_{12}	Massewiderstand	10 kΩ, $^1/_{10}$ W
R_{13}	Massewiderstand	10 kΩ, $^1/_{10}$ W
R_{14}	Massewiderstand	500 kΩ, $^1/_{10}$ W
R_{15}	Massewiderstand	500 kΩ, $^1/_{10}$ W
R_{16}	Massewiderstand	30 kΩ, $^1/_4$ W
R_{17}	Massewiderstand	1 kΩ, $^1/_4$ W
R_{18}	Massewiderstand	30 kΩ, $^1/_4$ W
R_{19}	Massewiderstand	1 MΩ, $^1/_4$ W
R_{20}	Massewiderstand	50 kΩ, $^1/_4$ W
R_{21}	Massewiderstand	100 kΩ, $^1/_4$ W
R_{22}	Massewiderstand	2 kΩ, $^1/_4$ W
R_{23}	Massewiderstand	500 Ω, $^1/_4$ W
R_{24}	Massewiderstand	500 kΩ, $^1/_{10}$ W
R_{25}	Massewiderstand	100 kΩ, $^1/_4$ W
R_{26}	Massewiderstand	100 kΩ, $^1/_4$ W
R_{27}	Massewiderstand	10 kΩ, $^1/_4$ W
R_{28}	Massewiderstand	100 kΩ, $^1/_4$ W
R_{29}	Massewiderstand	2 kΩ, $^1/_4$ W
R_{30}	Massewiderstand	1 MΩ, $^1/_{10}$ W
C_1, C_2	Symmetrieblock	2 × 5000 pF, 500 V
C_3	Elko	50 µF, 500 V
C_4	Elko	50 µF, 500 V
C_5	Elko	16 µF, 500 V
C_6	Epsilan-kondensator	5 nF, 250 V
C_7	Epsilan-kondensator	5 nF, 250 V
C_8	Epsilan-kondensator	5 nF, 250 V
C_9	Rollblock	0,5 µF, 125 V
C_{10}	Becherblock, MP	50 µF, 160 V
C_{11}	Kunstfolien-kondensator	1 nF, 500 V
C_{12}	Elko	100 µF, 30 V
C_{13}	Sikatrop-kondensator	50 nF, 250 V
C_{14}	Sikatrop-kondensator	50 nF, 250 V
C_{15}	Sikatrop-kondensator	25 nF, 250 V
C_{16}	Elko	25 µF, 30 V
C_{17}	Rollblock	0,25 µF, 125 V
C_{18}	Sikatrop-kondensator	0,1 µF, 250 V
C_{19}	Kunstfolien-kondensator	200 pF, 250 V
C_{20}	Kunstfolien-kondensator	1,5 nF, 250 V
C_{21}	Kunstfolien-kondensator	2,5 nF, 250 V
C_{22}	Sikatrop-kondensator	25 nF, 125 V
C_{23}	Elko	16 µF, 350 V
C_{24}	Elko	10 µF, 30 V
C_{25}	Sikatrop-kondensator	25 nF, 250 V
C_{26}	Sikatrop-kondensator	25 nF, 250 V
L_2	Frequenzweiche, L = 0,5 mH	Hescho-Dosenkern HF-K 606, 0,3 mm Luftspalt, 43 Wdg. 0,45 CuL
Dr_1, Dr_3	UKW-Drossel	je 50 Wdg. 0,3 CuL, 6 mm Isolierrohr
Dr_2	Heizdrossel	je 25 Wdg. 0,6 CuL, 8 mm Isolierrohr
Si_1	Feinsicherung	800 mA
Si_2	Feinsicherung	200 mA
Lp_1, Lp_2	Skalenlämpchen	2 × 6,3 V / 0,3 A
Tr_1	Netztrafo	N 102 U (sek. 2 × 280 V) Fa. Gustav Neumann, Creuzburg
Tr_2	Ausgangstrafo	nach Bauvorschrift
LP_1	perm. dyn. Lautsprecher	LP 535, 6 bis 8 W VEB Elektrogerätebau Leipzig
LP_2	perm. dyn. Lautsprecher	LP 533, 4 W VEB Elektrogerätebau Leipzig
LP_3, LP_4, LP_5	perm. dyn. Lautsprecher	3 × LP 551, 1,5 W VEB Elektrogerätebau Leipzig
$P_{2,H}$	Höhenregler, Potentiometer	1 MΩ, lin (Miniatur), RFT Dorfhain/Sa.
$P_{3,T}$	Tiefenregler, Potentiometer	1 MΩ, lin (Miniatur)
P_1	Lautstärkeregler Potentiometer	1 MΩ, log, mit Schalter

Einzelteile für HF- und ZF-Teil

R_{31}	Massewiderstand	20 kΩ, 1 W
R_{32}	Massewiderstand	50 kΩ, 1 W
R_{33}	Massewiderstand	20 kΩ, $^1/_4$ W
R_{34}	Massewiderstand	500 kΩ, $^1/_4$ W
R_{35}	Massewiderstand	10 MΩ, $^1/_2$ W
R_{36}	Massewiderstand	2 MΩ, $^1/_4$ W
R_{37}	Massewiderstand	10 kΩ, $^1/_4$ W
R_{38}	Massewiderstand	5 kΩ, $^1/_4$ W
R_{39}	Massewiderstand	500 kΩ, $^1/_4$ W
R_{40}	Massewiderstand	10 kΩ, $^1/_{10}$ W
R_{41}	Massewiderstand	50 kΩ, $^1/_{10}$ W
R_{42}	Massewiderstand	10 kΩ, $^1/_4$ W
R_{43}	Massewiderstand	200 kΩ, $^1/_2$ W
R_{44}	Massewiderstand	3 MΩ, $^1/_4$ W
R_{45}	Massewiderstand	2 MΩ, $^1/_4$ W
R_{46}	Massewiderstand	200 kΩ, $^1/_4$ W
R_{47}	Massewiderstand	200 kΩ, $^1/_4$ W
R_{48}	Massewiderstand	1 MΩ, $^1/_4$ W

R_{49}	Massewiderstand	1 kΩ, 1/4 W
R_{50}	Massewiderstand	1 MΩ, 1/4 W
R_{51}	Massewiderstand	100 Ω, 1/10 W
R_{52}	Massewiderstand	100 kΩ, 1/10 W
R_{53}	Massewiderstand	100 kΩ, 1/10 W
R_{54}	Massewiderstand	200 kΩ, 1/10 W
R_{55}	Massewiderstand	100 kΩ, 1/10 W
R_{56}	Massewiderstand	100 kΩ, 1/10 W
R_{57}	Massewiderstand	1 kΩ, 1/4 W
R_{58}	Massewiderstand	100 kΩ, 1/2 W
R_{59}	Massewiderstand	500 kΩ, 1/10 W
R_{60}	Massewiderstand	200 kΩ, 1/10 W
R_{61}	Massewiderstand	200 kΩ, 1/10 W
R_{62}	Massewiderstand	3 kΩ, 1/4 W
R_{63}	Massewiderstand	100 kΩ, 1/2 W
R_{64}	Massewiderstand	200 kΩ, 1/2 W
R_{65}	Massewiderstand	500 kΩ, 1/10 W
R_{66}	Massewiderstand	25 kΩ, 1 W
R_{67}	Massewiderstand	100 Ω, 1/10 W
R_{68}	Massewiderstand	50 kΩ, 1/10 W
R_{69}	Massewiderstand	40 kΩ, 2 W
R_{70}	Massewiderstand	1 MΩ, 1/10 W
R_{71}	Massewiderstand	200 Ω, 1 W
C_{27}	Kunstfolienkondensator	200 pF, 250 V
C_{28}	Sikatropkondensator	10 nF, 125 V
C_{29}	Epsilankondensator	5 nF, 500 V
C_{30}	Epsilankondensator	3 nF, 500 V
C_{31}	Elko	50 μF, 350 V
C_{32}	Kunstfolienkondensator	50 pF, 250 V
C_{33}	Sikatropkondensator'	50 nF 125 V
C_{34}	Epsilankondensator	10 nF, 500 V
C_{35}	Epsilankondensator	5 nF, 500 V
C_{36}	Epsilankondensator	3 nF, 500 V
C_{37}	Kunstfolienkondensator	50 pF, 250 V
C_{38}	Epsilankondensator	5 nF, 500 V
C_{39}	Epsilankondensator	5 nF, 500 V
C_{40}	Epsilankondensator	5 nF, 500 V
C_{41}	Sikatropkondensator	25 nF, 125 V
C_{42}	Epsilankondensator	5 nF, 500 V
C_{43}	Kunstfolienkondensator	500 pF, 500 V
C_{44}	Kunstfolienkondensator	100 pF, 250 V
C_{45}	Epsilankondensator	5 nF, 500 V
C_{46}	Kunstfolienkondensator	100 pF, 250 V
C_{47}	Kunstfolienkondensator	100 pF, 500 V
C_{48}	Sikatropkondensator	0,1 μF, 250 V
C_{49}	Kunstfolienkondensator	400 pF, 250 V
C_{50}	Sikatropkondensator	50 nF, 125 V
C_{51}	Kunstfolienkondensator	60 pF, 250 V
C_{52}	Sikatropkondensator	10 nF, 250 V
C_{53}	Kunstfolienkondenator	100 pF, 250 V
C_{54}	Kunstfolienkondensator	300 pF, 250 V
C_{55}	Elko	10 μF, 30 V
C_{56}	Kunstfolienkondensator	1 nF, 250 V
C_{57}	Kunstfolienkondensator	800 pF, 250 V
C_{58}	Kleindoppeldrehko mit Kappe	2 × 540 pF Kennblatt-Nr. 0270.011—00001 K RFT Arnstadt
TOV 56/7	Tastenschalter	Fa. Neumann, Creuzburg
B $III_{1, 2, 3}$	3 × ZF-Filter 468 kHz	Fa. Neumann, Creuzburg
U_4	UKW-Eingangstuner	Fa. Neumann, Creuzburg
B $15_{1, 2}$	2 × Miniatur-ZF-Filter 10,7 MHz	Fa. Neumann, Creuzburg
B_{16}	Miniatur-Ratiodetektorfilter 10,7 MHz	Fa. Neumann, Creuzburg
L_1	9-kHz-Sperre, L = 390 mH	Hescho-Dosenkern HF-K 606, 0,3 mm Luftspalt, 1200 Wdg. 0,1 CuL
$Dr_{1, 2, 3}$	3 Anodendrosseln	je 50 Wdg. 0,3 CuL auf 6 mm Isolierrohr
P_2	Einstellregler 50kΩ	RFT Dorfhain/Sa.
D_1	Germaniumrichtdiode RD 160	WBN Teltow
Abschirmhaube für ECC 83		Fa. Gebr. Kleinmann, Berlin-Lichtenberg, Weitlingstraße 70
Glasskala, passend für TOV 56/7 (ohne Fenster f. Magischen Fächer und Klangbildanzeige)		Fa. Elektro-Panier Inh. E. Großmann Erfurt, Mao-Tse-Tung-Ring 78

HANS SUTANER

Selbsttätige Scharfabstimmung TEIL 2

Nachdem im Teil 1 dieses Beitrages [RADIO UND FERNSEHEN Nr. 5 (1957) S. 137] die verschiedenen Arten der Nachstimmsteuerer erklärt wurden, wird der Beitrag mit einer ausführlichen Behandlung der verschiedenen Ausführungsmöglichkeiten des Nachstimmorgans abgeschlossen.

2. Das Nachstimmorgan

Wie bereits im Teil 1 erläutert, soll die vom Nachstimmsteuerer gelieferte Steuerspannung die richtige Nachstimmung des Empfängers bewirken. Ideal wäre es, sämtliche variablen Abstimmkreise des Gerätes nachzustimmen. Die hierzu erforderlichen mechanischen Einrichtungen verändern die Drehkondensatoreinstellungen des Empfängers. Beschränkt man sich auf die Nachstimmung des Oszillators und läßt die Fehlabstimmung der Vorkreise bestehen, dann kann das Nachstimmen rein elektronisch mit Hilfe einer Elektronenröhre erfolgen.

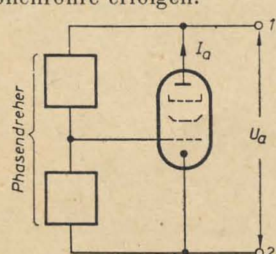


Bild 17: Ersatzschaltung einer Pentode, die als Blindwiderstand wirkt, der von der Steilheit der Röhre abhängig ist

2.1 Die Elektronenröhre als Blindwiderstand

Man schaltet parallel zum Schwingkreis des Oszillators eine mit der Steuerspannung veränderliche Induktivität oder Kapazität in Gestalt einer als regelbarer Blindwiderstand geschalteten Elektronenröhre. Bild 17 zeigt das wechselstrommäßige Ersatzschaltbild. Wir setzen der einfachen Rechnung halber voraus, daß die gezeichnete Pentode und auch der Phasendreher einen unendlich hohen Widerstand haben und nehmen die Kapazität Anode—Katode der Blindröhre als Null an.

An der Anode liegt die Wechselspannung U_a. Ein Teil dieser Spannung wird an das Steuergitter geliefert und dabei um $+90°$ oder $-90°$ in der Phase gedreht. Bezeichnen wir mit k den Rückkopplungsgrad, dann liegt am Steuergitter die Spannung $\pm jkU_a$. Ist S die Steilheit der Röhre, so wird der Anodenwechselstrom

$$I_a = \pm jkU_aS$$

und der zwischen den Klemmen gemessene Widerstand der Röhre

$$R_a = \frac{U_a}{I_a} = \mp j \frac{1}{kS}.$$

Wir messen also zwischen den Klemmen 1 und 2 einen Blindwiderstand, der je nach der Phasendrehung eine Induktivität oder Kapazität darstellt.

2.11 Pentode als regelbare Induktivität

Die Bilder 18a und b geben die beiden Schaltungen wieder. C_k dient lediglich dazu, den Anodengleichstrom vom Steuergitter fernzuhalten. Der wirksame Widerstand R' der Röhre zwischen Anode und Katode errechnet sich wie folgt:

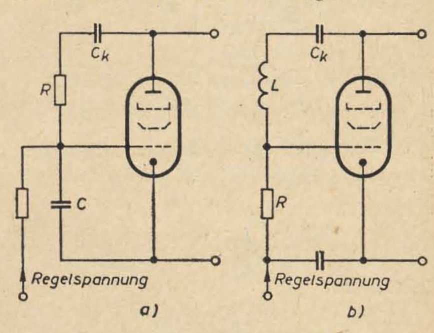


Bild 18: Schaltung einer Pentode als Induktivität, abhängig von der Röhrensteilheit

Bild 18a: Die Spannungen verhalten sich wie die Widerstände:

$$\frac{U_g}{U_a} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}},$$

hieraus

$$U_g = \frac{U_a}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{I_a}{S};$$

denn es ist

$$S = \frac{I_a}{U_g}.$$

Da

$$R_a = \frac{U_a}{I_a}, \; I_a = S\,U_g \;\text{ und}$$

$$U_a = U_g \left(R + \frac{1}{j\omega C}\right) j\omega C$$

$$= U_g\,(R\,j\omega C + 1),$$

wird

$$R_a = \frac{U_g\,(R\,j\omega C + 1)}{S\,U_g} = \frac{1}{S} + j\omega\,\frac{RC}{S}$$

$$= \mathbf{R' + j\,\omega\,L'} \qquad (8)$$

$$\left(\frac{\Omega \cdot \frac{As}{V}}{\frac{A}{V}} = \Omega\,s = H\right)$$

$$R' = \frac{1}{S}; \quad L' = \frac{RC}{S}.$$

Bild 18b:

$$U_g = \frac{U_a}{R + j\omega L} \cdot R = \frac{I_a}{S},$$

$$R_a = \frac{1}{S} + j\omega\,\frac{L}{RS} = \mathbf{R' + j\,\omega\,L'} \quad (9)$$

$$\left(\frac{H}{\frac{V}{A} \cdot \frac{A}{V}} = H\right)$$

$$R' = \frac{1}{S}; \; L' = \frac{L}{RS}.$$

Die Pentode stellt also in beiden Schaltungen einen komplexen Widerstand dar, der aus einer Reihenschaltung der Induktivität L' mit dem Widerstand R' besteht. Die Bedämpfung von L' durch R' ist jedoch unwesentlich, weil der Oszillator durch L' nur geringfügig verstimmt werden soll (s. 2.22). L' muß daher groß gegen die Induktivität des Schwingkreises sein.

2.12 Pentode als regelbare Kapazität

Bild 19a:

$$U_g = \frac{U_a}{R + j\omega L} \cdot j\omega L = \frac{I_a}{S},$$

$$R_a = \frac{1}{S} + \frac{R}{j\omega L S} = \mathbf{R'} + \frac{1}{\mathbf{j\,\omega\,C'}} \quad (10)$$

$$\left(\frac{\Omega s \cdot \frac{A}{V}}{\Omega} = \frac{As}{V} = F\right)$$

$$R' = \frac{1}{S}; \quad C' = \frac{LS}{R}$$

Bild 19b:

$$U_g = \frac{U_a}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot R = \frac{I_a}{S},$$

$$R_a = \frac{1}{S} + \frac{1}{j\omega C R S} = \mathbf{R'} + \frac{1}{\mathbf{j\,\omega\,C'}}. \quad (11)$$

$$\left(\frac{s}{\Omega} \cdot \Omega \cdot \frac{1}{\Omega} = \frac{s}{\Omega} = F\right)$$

$$R' = \frac{1}{S}; \quad C' = CRS.$$

Auch in den Schaltungen nach Bild 19 bildet die Pentode einen komplexen Widerstand, der aus einer Reihenschaltung der Kapazität $1/j\omega C'$ mit dem Widerstand R' besteht. Hier läßt sich die Dämpfung R' ebenfalls vernachlässigen, weil nur ein kleines C' zum Nachstimmen des Oszillators erforderlich wird (s. 2.23).

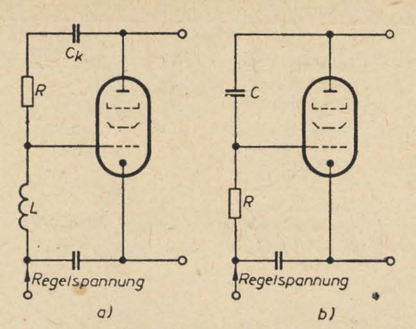


Bild 19: Schaltung einer Pentode als Kapazität, abhängig von der Röhrensteilheit

Die Steilheit steht auch hier in beiden Nennern der Glieder, so daß die Röhre vorwiegend eine mit der Steilheit veränderliche Kapazität darstellt.

2.2 Der Frequenzhub der Blindröhre

Um ein „Kleben“ der selbsttätigen Scharfabstimmung auf einen einmal eingestellten Sender zu vermeiden, muß die maximale Verstimmung des Oszillators — der sogenannte Frequenzhub — kleiner als der Abstand zweier frequenzbenachbarter Sender gehalten werden, z. B. 5 kHz. Der Frequenzhub soll aber auch im ganzen Abstimmbereich konstant und von der Empfangsamplitude in weiten Grenzen unabhängig sein.

2.21 Die Verstimmungsformel

Die Forderung, den Frequenzhub bei gegebener Frequenz unabhängig von der Amplitude der Empfangsschwingungen zu machen, läßt sich verhältnismäßig leicht erfüllen. Man hält den Aussteuerbereich des Regelgitters der Blindröhre ziemlich klein und arbeitet mit einem genügenden Überschuß an Regelspannung. Bei FM-Empfängern wird die Amplitude der Empfangsschwingungen sowieso mehr oder weniger begrenzt.

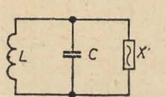


Bild 20: Schwingkreis L, C mit parallel geschaltetem Blindwiderstand X

Schwieriger ist es, über den ganzen Abstimmbereich des Empfängers einen konstanten Frequenzhub aufrechtzuerhalten. Im Bild 20 ist ein Schwingkreis L, C gezeichnet, dem ein reiner Blindwiderstand parallel geschaltet ist, der eine Phasenverschiebung von 90° bewirken soll. Der Betrag dieses Blindwiderstandes sei X. Wir berechnen die Verstimmung $\Delta\,\omega$, die X für den Kreis L, C bewirkt. Der gesamte Leitwert der drei — als verlustfrei angenommenen — parallel geschalteten Glieder des Schwingkreises für die durch X bestimmte neue Resonanzfrequenz muß gleich Null sein, so daß die Gleichung zutrifft

$$\frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{jX} = 0. \qquad (12)$$

Multiplizieren wir beide Seiten der Gleichung mit $\frac{\omega}{jC}$, so ergibt sich die quadratische Gleichung

$$\omega^2 - \frac{1}{XC}\,\omega - \frac{1}{LC} = 0. \qquad (13)$$

Setzen wir voraus, daß in dem betrachteten Frequenzbereich X von ω unabhängig und groß gegenüber ωL bzw. $\frac{1}{\omega C}$ ist, und setzen wir für die Resonanzfrequenz $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ein, so erhalten wir als Lösung für die Verstimmung

$$\Delta\,\omega = \omega - \omega_0 = \frac{1}{2\,XC} = \frac{1}{2\,X}\,\omega_0^2 L. \quad (14)$$

Die Formel ist auch dann noch gültig wenn X sich zwar über den gesamten Abstimmbereich ändert, aber innerhalb des Verstimmungsbereiches $\pm\Delta\,\omega$ praktisch als konstant anzusehen ist.
Die variablen Kreise eines Empfängers werden heute entweder kapazitiv (mit Drehkondensatoren) oder induktiv (durch Verschieben von Kernen innerhalb der Spulen) abgestimmt.

2.22 Der Frequenzhub bei kapazitiver Abstimmung

Wir besprechen zunächst den häufigsten Fall, die Abstimmung mit Drehkondensatoren. Die Kapazität C im Bild 20 ist demnach veränderlich und die Selbstinduktion L konstant. Nach Gleichung 14 ist

$$\Delta\,\omega = \frac{1}{2X}\,\omega_0^2 L. \qquad (15)$$

Ist die **Frequenzregelröhre als Kapazität** geschaltet, dann gilt:

$$X = \frac{1}{\omega_0 C'}.$$

Diesen Wert von X in (15) eingesetzt, ergibt für den Frequenzhub

$$\Delta\,\omega = \frac{1}{2}\,\omega_0^3 C' L_0. \qquad (16)$$

Der Frequenzhub ist also proportional ω_0^3!
Setzen wir in die Gleichung (16) für C' die Werte der Gleichungen (10) und (11) ein, so erhalten wir

$$\Delta\,\omega = \frac{\omega_0^3}{2} \cdot L_0 L \cdot \frac{S_{max}}{R} \qquad (17)$$

(für Bild 19a),

$$\Delta\,\omega = \frac{\omega_0^3}{2} \cdot L_0 C R \cdot S_{max} \qquad (18)$$

(für Bild 19b).

$\Delta\,\omega$ = Frequenzhub zwischen S_{max} und $S = 0$.
ω_0, L_0 = Größen des nicht verstimmten Schwingkreises (Frequenzregelröhre abgeschaltet oder $S = 0$).

Schalten wir **die Frequenzregelröhre als Induktivität,** so gilt

$$X = \omega_0 L'.$$

Nunmehr ist der Frequenzhub

$$\Delta\,\omega = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_0 L_0}{L'}, \qquad (19)$$

demnach nur proportional ω_0!
Unter Verwendung der Werte für L' nach (8) und (9) wird

$$\Delta\,\omega = \frac{\omega_0}{2} \cdot L_0 \cdot \frac{S_{max}}{RC} \qquad (20)$$

(für Bild 18a),

$$\Delta\,\omega = \frac{\omega_0}{2} \cdot L_0 \cdot \frac{R\,S_{max}}{L} \qquad (21)$$

(für Bild 18a).

Bei kapazitiver Abstimmung wird man die Röhre zweckmäßig als Induktivität schalten. Dabei ist es gleichgültig, ob die

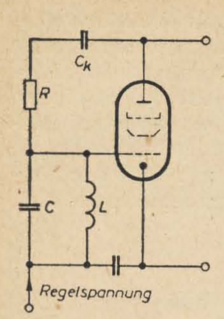


Bild 21: Prinzipschaltung einer Frequenzregelröhre als Reihenresonanzkreis zur Erreichung einer quadratischen Frequenzabhängigkeit des Blindwiderstandsbetrages X

Regelröhre als positive oder negative Induktivität wirkt ($X = \pm \omega_0 L'$); denn es kommt allein auf die Frequenzabhängigkeit des Blindwiderstandes an, nicht darauf, ob der Strom oder die Spannung um 90° voreilt.

Bei der Schaltung der Blindröhre als Induktivität ist der Frequenzgang der Verstimmung leider auch noch nicht konstant, sondern nimmt mit steigender Frequenz zu. Ein konstanter Frequenzhub wird erst dann erreicht, wenn der Betrag des Blindwiderstandes X quadratisch mit der Frequenz zunimmt. In der Praxis erfüllt diese Bedingung annähernd die im Bild 21 dargestellte Prinzipschaltung.

Der Spannungsteiler besteht hier aus einem großen Widerstand R und einer ebenfalls verhältnismäßig großen Kapazität C. Mit dieser Anordnung wird zunächst erreicht, daß die dem Steuergitter der Pentode zugeführte Regelspannung der Anodenwechselspannung um fast 90° nacheilt und dem Betrag nach — wie ausgeführt — mit der Frequenz abnimmt (eine konstante Amplitude der Anodenwechselspannung vorausgesetzt). Die Röhre würde also als Induktivität nach Bild 18a wirken. Damit bei steigender Frequenz ein noch steilerer Abfall des Bruchteils der Anodenwechselspannung erzielt wird, der auf das Steuergitter rückgekoppelt ist, sieht man parallel zum Kondensator C noch eine Spule L vor. Der Schwingkreis L,C ist hierbei so bemessen,

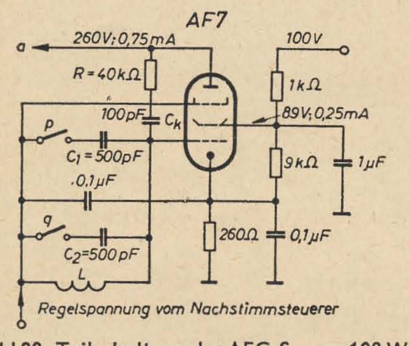


Bild 22: Teilschaltung des AEG-Supers 108 WK mit einer AF 7 als Nachstimmorgan
a = Leitung zum heißen Ende des Oszillatorabstimmkreises

daß seine Eigenfrequenz unterhalb des Abstimmfrequenzbereiches liegt. Da der abfallende Ast der Resonanzkurve eines Parallelschwingkreises in gewissen Bereichen annähernd einer quadratischen Kurve entspricht, erzielt man mit dieser Schaltung einen in der Praxis hinreichend konstanten Frequenzhub.

Bild 22 zeigt die Teilschaltung des AEG-Supers 108 WK (aus dem Jahre 1939), in dem eine AF 7 als Frequenzregelröhre nach der Prinzipschaltung Bild 21 als Nachstimmorgan für eine selbsttätige Scharfabstimmung für Kurz-, Mittel- und Langwellen verwendet wurde.

Bei Kurzwellenempfang liegt nur L am Steuergitter der Regelröhre und bildet mit seiner Spulenkapazität und der inneren Röhrenkapazität den Schwingkreis mit der unterhalb des Abstimmfrequenzbereichs liegenden Eigenfrequenz. Bei Mittelwellenempfang wird p geschlossen und C_1 parallel zu L geschaltet. Werden Langwellen eingestellt, so schließt sich noch q, so daß sich die parallel zu L geschaltete Kapazität um weitere 500 pF erhöht.

Damit eine möglichst konstante Anodenwechselspannung erhalten wird, ist der Spannungsteiler für die Schirmgitterspannung mit 1 + 9 kΩ sehr niederohmig ausgeführt. Durch den in Reihe mit diesem Spannungsteiler liegenden Widerstand 260 Ω liegt die Katode der AF 7 ebenfalls auf einem konstanten Potential.

2.23 Der Frequenzhub bei induktiver Abstimmung

In diesem Falle bilden Festkondensatoren die Kapazität der Abstimmkreise, und die Spuleninduktivität wird durch Verschieben geeigneter Kerne geändert. Für den Frequenzhub gilt demnach Gleichung (14) mit

$$\Delta\omega = \frac{1}{2XC}. \qquad (22)$$

Schalten wir die **Frequenzregelröhre als Kapazität,** so wird

$$X = \frac{1}{\omega_0 C'},$$

$$\Delta\omega = \frac{1}{2}\,\omega_0 \frac{C'}{C}. \qquad (23)$$

Stellt die Regelröhre eine Induktivität dar, so ist

$$X = \omega_0 L'$$

und der Frequenzhub wird nach (14)

$$\Delta\omega = \frac{1}{2XC} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{2L'C}$$

oder (damit C wegfällt)

$$\Delta\omega = \frac{1}{2X} \cdot \omega_0^2 L = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_0^2 L}{\omega_0 L'} = \frac{1}{2}\,\omega_0 \frac{L}{L'}. \qquad (24)$$

Der Gang des Frequenzhubs verläuft also bei Schaltung der Röhre als Kapazität mit ω_0, bei Schaltung als Induktivität mit $1/\omega_0$. Einen konstanten Frequenzhub erhält man mit keiner der beiden Schaltungen. Ein solcher wäre nur dann zu erzielen, wenn die Frequenzregelröhre einen Blindwiderstand darstellt, dessen Betrag frequenzunabhängig ist.

Super mit induktiver Abstimmung sind bisher noch nicht mit automatischer Scharfabstimmung ausgerüstet worden. An dieser Stelle soll eine Schaltung erläutert werden, die in der Literatur angegeben wurde.

Der dieser Schaltung zugrunde liegende Gedankengang ist folgender: Über einen frequenzabhängigen, z. B. kapazitiven Spannungsteiler kann man von der Anodenwechselspannung eine Spannung ableiten, die gegen die Anodenwechselspannung um 90° phasenverschoben ist und deren Betrag mit der Frequenz abnimmt. Außerdem leitet man mit einem anderen Spannungsteiler, der eine Induktivität enthält, eine zweite Wechselspannung ab, die ebenfalls gegen die Anodenwechselspannung um 90° phasenverschoben ist, aber mit steigender Frequenz zunimmt. Beide Spannungen werden so zusammengeschaltet, daß sie gleichphasig sind, daß z. B. beide der Anodenwechselspannung um 90° nacheilen. Das läßt sich mit einem Transformator leicht erreichen, der die Phase einer Spannung um 180° dreht. Die Summe der beiden Spannungen, von denen also eine mit der Frequenz ab- und die andere zunimmt, wird dem Steuergitter zugeleitet.

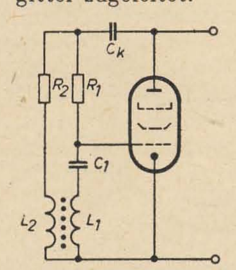


Bild 23: Schaltung einer Frequenzregelröhre als Blindwiderstand, dessen Betrag durch einen entsprechend bemessenen Spannungsteiler in einem beschränkten Frequenzbereich konstant gehalten wird

Im Bild 23 stellen R_1, C_1 den parallel zur Anoden—Katoden-Strecke liegenden kapazitiven Spannungsteiler der Blindröhre dar. Der zweite Spannungsteiler mit induktiver Komponente wird durch R_2, L_2 gebildet. In Reihe mit C_1 liegt eine Spule L_1. Infolge der Kopplung mit L_2 wird die an L_2 entstehende Wechselspannung so auf L_1 übertragen, daß sie phasengleich mit der an C_1 abfallenden Spannung ist. R_1 und R_2 sollen groß und frequenzunabhängig sein, damit die sie durchfließenden Ströme I_1 und I_2 ebenfalls phasengleich zur Anodenwechselspannung und frequenzunabhängig sind. Für die Gitterwechselspannung gilt dann:

$$U_g = -\frac{j}{\omega C_1} \cdot I_1 - j\,\omega\,(M\,I_2 - L_1 I_1). \qquad (25)$$

M = Gegeninduktivität der beiden Spulen L_1 und L_2.

Bei geeigneter Bemessung der Schaltung kann man die Formel auch schreiben

$$U_g = -\,j\,U_a\left(\omega K_1 + \frac{1}{\omega} \cdot K_2\right). \qquad (26)$$

K_1 und K_2 sind positive Konstanten, unabhängig von der Frequenz und der Amplitude der Anodenwechselspannung U_a. Das erste Glied des Klammerausdrucks stellt die Spannung an L_1, das zweite die Spannung an C_1 dar. Die Spannung an L_1 steigt mit zunehmender Frequenz, während die (gleichphasige) Spannung an C_1 mit steigender Frequenz sinkt. Bemißt man die beiden Spannungen so, daß sie im geometrischen Mittel des Abstimmbereiches gleich groß sind, so läßt sich erreichen, daß z. B. an den Enden des Mittelwellenbereiches (bei 200 und 600 m) die Gitterwechselspannungsamplitude nur um etwa 20% größer als in der Mitte ist. Eine dementsprechende Schwankung des Frequenzhubes ist noch tragbar.

2.3 Das Nachlaufwerk für das unter 1.4 beschriebene Frequenzmodulationsverfahren

Als Nachlaufwerk wird ein normales Zweiphasenwechselstromsystem benutzt, wie es jeder Wechselstromzähler enthält. Bild 24 zeigt die Schaltung. Die Wicklung

L_1 soll einen Widerstand von etwa 10 kΩ besitzen, während man für L_2 mit 1400 Ω auskommt. Die Kapazität von C (≈ 1 μF) muß so gewählt werden, daß L_1, C und die Primärwicklung des Ausgangsübertragers für 50 Hz einen Reihenresonanzkreis bilden. Der Außenwiderstand ist dann für 50 Hz annähernd ohmisch. Dieser Leitkreis hält auch das Brummen vom Lautsprecher ab, das während der selbsttätigen Scharfeinstellung des Empfängers stören würde. Der Spule L_2 wird vom Netztransformator eine Spannung von 110 V zugeführt. Für den Nachstimmsteuerer genügt eine Spannung von 4 V. Durch das Potentiometer P, dem eine Induktivität L_h parallel liegt, wird die richtige Spannung und Phase eingestellt. Der die beiden Spulen L_1 und L_2 durchfließende Wechselstrom treibt die Aluminiumscheibe des kleinen Wirbelstrommotors je nach Phase und Spannungsbetrag vor- oder rückwärts, bis die Scharfeinstellung erreicht ist. Eine Schneckengangübersetzung von 1 : 100 mit nachfolgender Rutschkupplung überträgt den Korrekturverlauf des Nachstimmwerks unmittelbar auf den Seilzug der Abstimmdrehkondensatoren.

Die genaue Lage der Phasenverhältnisse wird zweckmäßig im fertigen Empfänger mit Hilfe eines Katodenstrahloszillografen ermittelt. Sie läßt sich mit dem Phasendreher P dann leicht einregeln. Obwohl ein solcher Motor bei richtiger Phasenlage nur bis zu etwa 0,5 mA_{eff} Regelstrom arbeitet, so ist die Scharfeinstellung des Empfängers dennoch wegen des außerordentlich steilen Nulldurchgangs der Regelspannungscharakteristik sehr genau.

Selbst bei Gegentaktendstufen läßt sich der 50-Hz-Ton durch Saug- oder Sperrkreise beseitigen.

2.4 Die motorische Nachstimmung in Verbindung mit dem unter 1.2 beschriebenen Nachstimmsteuerer

Diese Art der selbsttätigen Scharfabstimmung wurde bereits 1937 in den von Saba und Körting herausgebrachten Spitzensupern angewendet, weil sie ebenso wie das unter 2.3 beschriebene Nachlaufwerk ein Nachstellen sämtlicher Drehkondensatoren, also aller variablen Abstimmkreise, ermöglicht. Bei dem Gerät 980 WLK wurden die Sender mit Langsam- oder Schnellauf gesucht, der mit einem Steuerhebel wahlweise eingeschaltet werden konnte. Die selbsttätige Scharfabstimmung besorgte ein Drehfeldmotor, der seine Leistung aus zwei anodenseitig parallel geschalteten Pentoden bezog. Den Katoden beider Röhren wurden gegenseitig um 180° phasenverschobene Wechselspannungen zugeführt, so daß die im Gegentakt an den Steuergittern auftretenden Gleichspannungen des Nachstimmsteuerers die Steuerung bewirkten.

Im Jahre 1956 hat Saba seine Automatic-Empfänger mit einer bereits 1954 weiterentwickelten selbsttätigen Scharfabstimmung ausgerüstet.

Um das Nachstellen unabhängig von einer Röhrenalterung durchzuführen, wird eine 50-Hz-Amplitudenmodulation zur Nach-

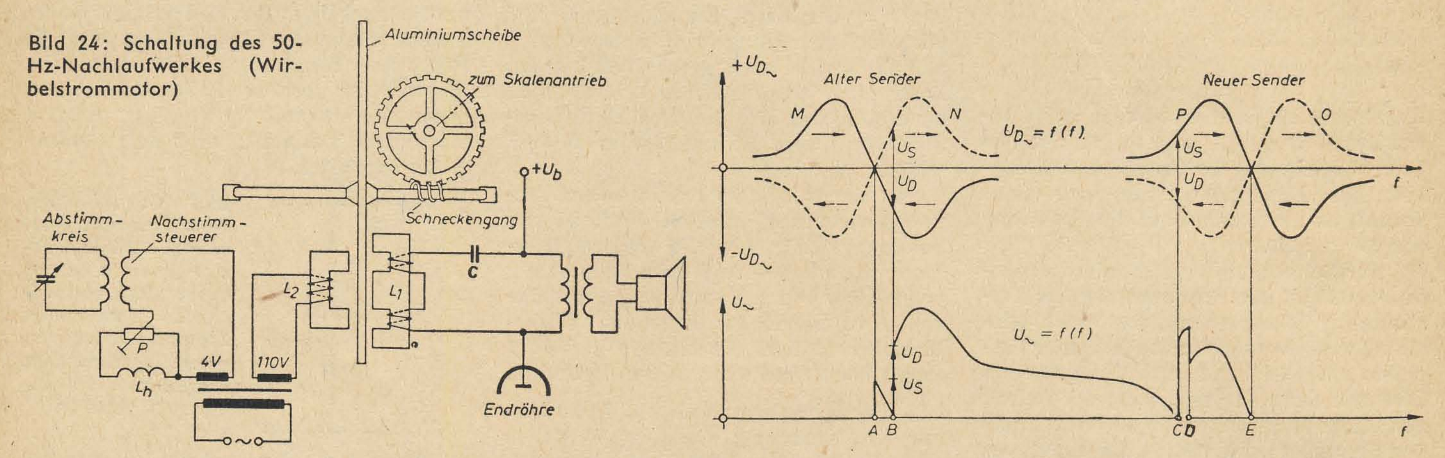


Bild 24: Schaltung des 50-Hz-Nachlaufwerkes (Wirbelstrommotor)

Bild 26: Spannungsverlauf beim Senderwechsel
U_D = Diskriminatorspannung (ausgezogen bei normaler Polarität, gestrichelt nach der Umpolung)
Die Pfeile geben die Richtung des Drehmomentes an
U_S = Suchlaufspannung
$U_\sim$ = Wechselspannung am Steuergitter des Pentodensystems der Motor-Endröhre E(C)L 80

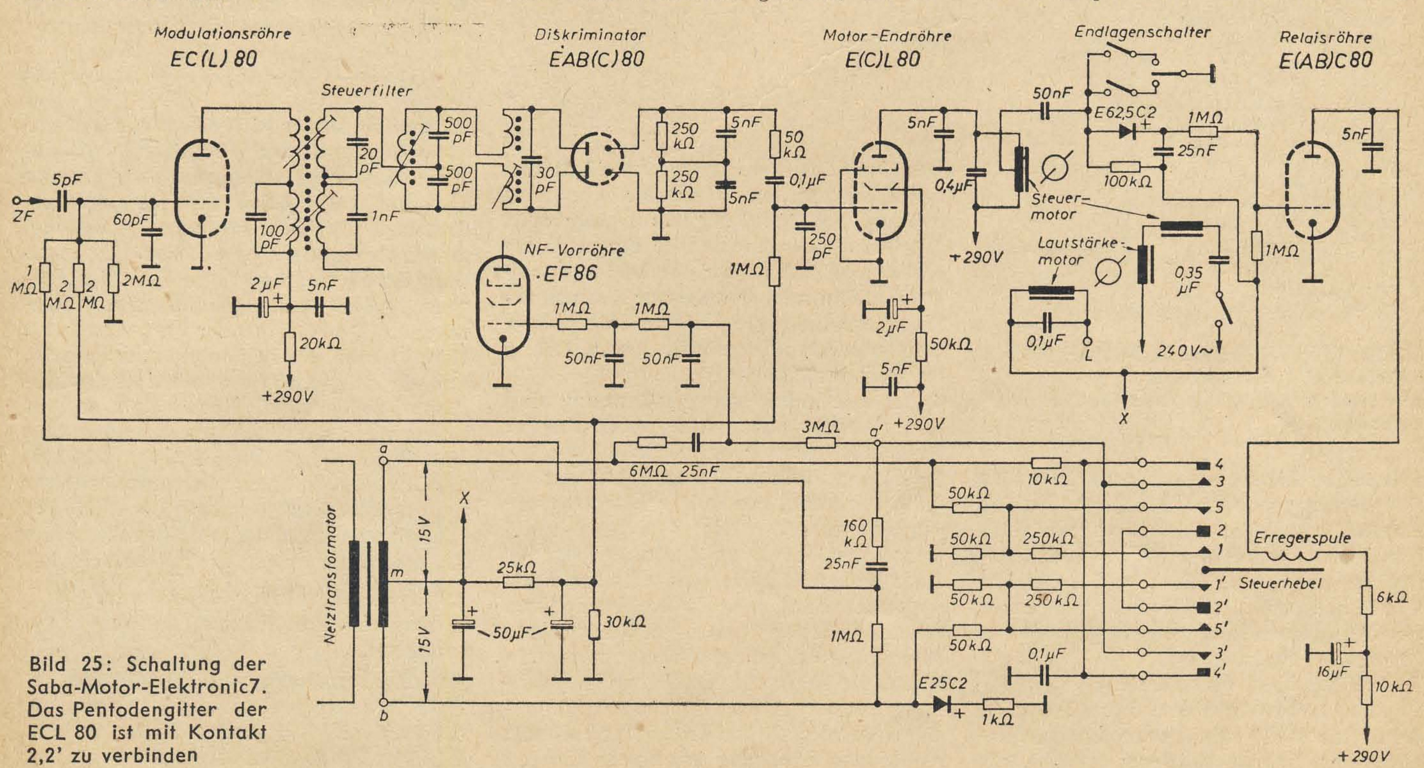


Bild 25: Schaltung der Saba-Motor-Elektronic7. Das Pentodengitter der ECL 80 ist mit Kontakt 2,2' zu verbinden

stimmsteuerung benutzt. Die Geräte arbeiten außerdem mit einem Suchlauf, der das automatische Aufsuchen der Sender mit Hilfe eines magnetisch gehaltenen Steuerhebels ermöglicht. In den letzten Ausführungen dieser Geräte wird der Suchlauf am Skalenende selbsttätig abgeschaltet.

Bild 25 gibt die Prinzipschaltung der Saba-Motorautomatic wieder. Die Scharfabstimmung arbeitet sowohl bei AM als auch bei FM. Von der Anode der letzten ZF-Verstärkerröhre wird die Zwischenfrequenz abgenommen und über einen Keramikkondensator 5 pF dem Steuergitter des Triodensystems der EC(L) 80 zugeführt. Diese Triode bezieht aus der 15-V-Wicklung m-b des Netztransformators eine Modulationsspannung von 50 Hz und liefert an das nachgeschaltete Steuerfilter des Diskriminators eine nahezu 100%ig mit 50 Hz amplitudenmodulierte ZF-Spannung. Das Steuerfilter ist so bemessen, daß es ohne Umschaltung die AM-ZF (460 kHz) oder die FM-ZF (10,7 MHz) verarbeitet. Die Parallelkondensatoren des AM-Filterteils lassen die FM-ZF ungehindert passieren, für die AM-ZF stellen die geringen Induktivitäten des FM-Filterteils keinen nennenswerten Widerstand dar. Diese Schaltungstechnik ist von jedem AM/FM-Super her bekannt. Nach der Demodulation stellt sich im NF-Punkt des Diskriminators eine 50-Hz-Wechselspannung ein, die nach Betrag und Phase ein Maß für die Größe und Richtung der Verstimmung darstellt. Diese Spannung wird zur Scharfabstimmung herangezogen. Nach Verstärkung durch das Pentodensystem der ECL 80 steuert sie den Drehfeldmotor. Seine Steuerfeldwicklung ist durch den parallel geschalteten 0,4-μF-Kondensator auf 50 Hz abgestimmt. Der Drehfeldmotor ist so geschaltet, daß er die Verstimmung ausgleicht, d. h., er bewegt die Abstimmelemente immer in Richtung auf den Nulldurchgang des Diskriminators, bis eine völlige Scharfabstimmung verwirklicht ist.

2.41 Zwangs- oder Schnellauf

Um den Zeiger schnell über die Skala bewegen zu können, ist ein Zwangs- oder Schnellauf vorgesehen, bei dem die gesamte Abstimmechanik einschließlich des Skalenzeigers motorisch bewegt wird. Bei völligem Durchdrücken des Steuerhebels erhält das Gitter der Motorendröhre E(C)L 80 über die Kontakte 1—2—5 (bzw. 1′—2′—5′) die Zwangslaufwechselspannung aus dem Netztransformator (obere oder untere 15-V-Wicklung im Bild 25) in der der jeweiligen Drehrichtung entsprechenden Phasenlage. Dabei ist der Innenwiderstand der Zwangslaufanordnung so klein, daß der Ablauf beim Überfahren eines Senders vom Diskriminator aus nicht gebremst werden kann.

2.42 Automatischer Suchlauf

Zum Aufsuchen eines neuen Senders kann man sich des automatischen Suchlaufs bedienen. Hierzu wird der Steuerhebel nicht bis zum rechten oder linken Anschlag durchgedrückt, sondern nur bis zu einer schwach aber deutlich fühlbaren Raste. Die Abstimmung läuft dann nur bis zum nächsten Sender, dessen einfallende Feldstärke größer als die vorgesehene „Reizschwelle" ist. Sobald man den Steuerhebel (auch Steuerwippe genannt) losläßt, wird die Suchbewegung selbsttätig gestoppt und das Gerät sofort automatisch nachgestimmt. Ein Überfahren der Sender ist nicht möglich. Sogar bei festgehaltenem Steuerhebel bleibt der Zeiger zunächst in der Nähe des im Suchzug liegenden Senders stehen.

2.421 Elektronischer Senderstop

Um die ablaufenden Vorgänge besser zu veranschaulichen, nehmen wir z. B. an, der Super sei von der Automatik genau auf die Trägerfrequenz eines Senders eingestellt (Punkt A im Bild 26). Der Steuerhebel ist in der im Bild 25 gezeichneten Ruhelage. Alle seine Kontakte sind geöffnet. Wird der Abstimmknopf von Hand nach rechts oder links verdreht, so ändert sich die Diskriminatorspannung nach der Kurve M im Bild 26. Die Richtung der Einstellfunktion ist bedingt durch die Phasenlage der an die Modulationsröhre gelangenden Modulationsspannung. Sie wird dem Modulationsgitter vom Punkt b der 15-V-Steuerwicklung (Bild 25) über die in Reihe geschalteten beiden 1-MΩ-Widerstände zugeführt. Drückt man jetzt den Steuerhebel langsam in der gewünschten Suchlaufrichtung, dann schließt zuerst der Kontakt 1—2. Über den Spannungsteiler 2 × 50 kΩ und den Vorwiderstand 250 kΩ erhält das Steuergitter des Pentodensystems der ECL 80 über die Leitung γ eine Suchlaufwechselspannung. Die Impedanzverhältnisse sind dabei derart, daß der Einfluß der Diskriminatorspannung größer bleibt als die zugeführte Suchlaufspannung. Der Motor bewegt den Antrieb daher nur so lange in Suchlaufrichtung, bis die vom Diskriminator kommende Scharfstellspannung U_D die Suchlaufspannung U_S aufhebt. Dies ist im Punkt B erreicht. Der Antrieb bleibt hier stehen, und die Suchlaufrichtung ist vorgewählt. Inzwischen hat sich aber auch der Kontakt 3—4 des Steuerhebels geschlossen, so daß das Modulationsgitter der EC(L) 80 vom Punkt a der 50-Hz-Wicklung über 10 kΩ, 160 kΩ und 25 nF eine gegenüber b genau um 180° phasenverschobene Modulationsspannung erhält. Hierdurch wird die Diskriminatorspannung umgepolt (Kurve N im Bild 26) und addiert sich zur Suchlaufspannung. Der Antrieb bewegt sich beschleunigt im Suchlauf weiter. Fällt im Zuge dieses Suchlaufs das Signal eines Senders ein, so ruft es am Diskriminator eine Spannung hervor, die ebenfalls noch mit 180° Phasenverschiebung wirksam wird und deren Verlauf die Kurve O im Bild 26 veranschaulicht. Im Punkt C heben sich die beiden Spannungen U_D und U_S auf, und der Antrieb wird elektronisch gestoppt.

Läßt man jetzt den Steuerhebel los, so kehrt dieser in seine Ruhelage zurück. Die Kontakte 3—4 und 1—2 öffnen sich nacheinander. Sowie 3—4 öffnet, fällt auch die Diskriminatorspannung in ihre ursprüngliche Phasenlage zurück (Kurve P), addiert sich zu U_S und bringt den Antrieb nach Punkt D. Nunmehr öffnet sich auch 1—2, schaltet U_S ab, so daß U_D den Empfänger auf die neue Senderfrequenz E genau nachstimmen kann.

2.422 Automatischer Suchlauf mit magnetisch in der Suchlauflage gehaltenem Steuerhebel

Durch diesen Suchlauf wird neuerdings der Abfall des Steuerhebels „ultraselektiv" eingeleitet (dieses Schlagwort wurde von Saba geprägt). Hierzu ist — wie im Bild 25 gezeichnet — der Mechanismus des Steuerhebels als magnetischer Kreis mit beweglichem Anker ausgebildet. Dieser ist mit dem Steuerhebel mechanisch verbunden und trägt eine Erregerspule, die im Anodenkreis des als Relaisröhre arbeitenden Triodensystems der EABC 80 liegt. Befindet sich der Steuerhebel in Ruhestellung, so ist diese Triode durch eine negative Gittervorspannung von —16 V verriegelt, die über den Schichtgleichrichter E 25 C 2 erzeugt wird. In der Relaisröhre fließt kein Anodenstrom, und die Erregerspule ist stromlos.

Drückt man den Steuerhebel in Suchlauflage, so erhält der Steuermotor seine Suchlaufspannung U_S wie beschrieben. Die Mitte der Steuerfeldwicklung liegt jedoch über 50 nF, den Schichtgleichrichter E 62,5 C 2 und die Siebkette 1 MΩ/25 nF ebenfalls am Steuergitter der Relaisröhre. Über diesem Einweggleichrichter entsteht eine positive Spannung, die die negative Vorspannung der Röhre überwindet und deren Gitter auf etwa Nullpotential bringt. Dann fließt Anodenstrom durch die Relaisspule und erregt diese, so daß der Steuerhebel in der Suchlauflage kleben bleibt. Nun wiederholen sich die im Abschnitt 2.421 beschriebenen Vorgänge. An der elektronischen Stopstelle C (Bild 26) verschwindet jedoch die Spannung an der Steuerfeldwicklung und damit auch die positive Spannung am Gitter der Relaisröhre. Die negative Vorspannung wirkt sich wieder allein aus, so daß die Relaistriode stromlos wird und die Erregerspule den Steuerhebel abfallen läßt.

Der Steuerhebel muß exakt zurückschnellen. An der elektronischen Stopstelle ist deshalb ein scharfes Minimum erforderlich. Dieses wird durch den Phasenschieber 10 kΩ/0,1 μF erreicht, der die umgeschaltete Modulationsspannung am Kontakt 4 (bzw. 4′) in der Phase um genau 180° gegen die Suchlaufspannung dreht. Gelangt der Zeiger im Suchlauf an das Skalenende, so wird der Endlagenschalter betätigt. Er erdet die von der Steuerfeldwicklung kommende Wechselspannung vor dem Schichtgleichrichter E 62,5 C 2, so daß die positive Gegenspannung am Gitter der Relaistriode verschwindet und diese Röhre durch negative Gittervorspannung gesperrt und stromlos wird. Hierdurch erhält auch die Erregerspule keinen Strom mehr. Der Steuerhebel fällt ab, und der Motor kommt zum Stillstand.

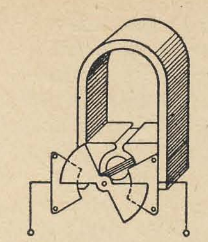
2.423 Stummabstimmung

Während des Suchlaufs wird der Empfänger stumm gesteuert, um störende Geräusche (verursacht durch ansteigenden

Rauschpegel oder Überfahren anderer Sender) zu vermeiden. Das wirkt sich sehr angenehm aus; denn der gesuchte Sender erklingt erst nach erfolgter Scharfeinstellung aus völliger Stille. Die Stummsteuerung arbeitet folgendermaßen:
Das Gitter der NF-Vorröhre EF 86 liegt über einer Siebkette und dem Gitterwiderstand 3 MΩ am Punkt a'. Wir haben bereits beschrieben, daß durch die Art der Gleichrichterschaltung der Punkt m der Steuerwicklung des Netztransformators auf einem negativen Potential von etwa —16 V liegt. Bei jeder Betätigung des Steuerhebels liegt diese Spannung auch am Punkt a' über die Kontakte 3—4 (oder 3'—4') und sperrt die NF-Vorröhre.
Der Lautstärkemotor ist vorgesehen, um die Lautstärke über den Fernbedienungsteil regeln zu können.

2.5 Ein magnetoelektrisches Treibsystem als Nachstimmorgan

Nach den Ergebnissen einer Untersuchung von A. Karaminkow, Sofia, kann auch ein magnetoelektrisches Treibsystem als Nachstimmorgan verwendet werden. Dieses besteht aus einem empfindlichen Drehspulsystem, das bereits auf 1 μA anspricht und mit Achslagern aus Edelsteinen ausgerüstet ist. Die kleinen Spiralfedern, die bei normalen Mikroamperemetern die Rückstellkraft erzeugen, fehlen. Der Strom wird der beweglichen Spule durch feine silberne oder goldene Bändchen zugeführt, die praktisch kein Rückstellmoment aufweisen. Der bewegliche Teil des Meßwerkes befindet sich deshalb bei stromloser Drehspule in labilem Gleichgewicht. Er kehrt nicht zur Anfangsstellung zurück, sondern behält den Winkel bei, um den er gedreht worden ist.
Um die Spulenbewegung aperiodisch zu dämpfen und die Spule auch in einer gegebenen Lage stabil zu halten, wird an der Achse ein ganz leichter Flügel befestigt, der sich in einer Dämpfungskammer bewegt. Ähnliche Ausführungen sind von Weicheisenmeßwerken her bekannt. Auf der Achse des Drehsystems sitzt weiter ein leichtes Metallplättchen, das z. B. den Rotor eines Schmetterlingskondensators darstellt. Die dazu gehörenden Statorplättchen werden isoliert an dem Meßwerk angebracht. Bild 27 zeigt den Aufbau eines derartigen Meßwerks im Prinzip.


Bild 27: Prinzipieller Aufbau des magnetoelektrischen Treibsystems mit angebautem Schmetterlingskondensator

Der angebaute Drehkondensator wird unmittelbar zur Scharfabstimmung eines variablen Kreises benutzt, der normal kapazitiv abgestimmt wird. Verwendet man ein solches unipolares Drehspulsystem mit einem Arbeitswinkel von 240°, so kann auf einen Grad des Drehwinkels eine Frequenzänderung von $5 \cdot 10^{-6}$ der Bezugsfrequenz entfallen. Durch entsprechende Vorwiderstände läßt sich das Meßwerk genau auf die erforderliche Empfindlichkeit abgleichen.
Die Drehspule wird an den Nachstimmsteuerer (z. B. an die NF-Punkte eines Diskriminators der Schaltung Bild 25) angeschlossen, während der Schmetterlingskondensator parallel zum nachzustimmenden Schwingkreis liegt.

3. Zusammenfassung

Die selbsttätige Scharfabstimmung eines Empfängers läßt sich mit praktisch ausreichender Genauigkeit durchführen. Sie stimmt für den musikalisch nicht besonders veranlagten Rundfunkhörer den Empfänger genau auf den eingestellten Sender nach. Ausgelöst wird die automatische Scharfabstimmung durch den Nachstimmsteuerer, der eine Regelspannung erzeugt. Diese wirkt auf das Nachstimmorgan ein, das wenigstens einen variablen Abstimmkreis des Empfängers genau auf die Bezugsfrequenz nachstimmt.
Von den besprochenen Schaltungen für den Nachstimmsteuerer wird heute das Phasenverfahren zur Regelspannungserzeugung in der Schaltung des bekannten Diskriminators (Riegger-Kreis) durchweg angewendet; denn diese Schaltung spricht auf AM- und FM-Sender gleich gut an.
Als Nachstimmorgan eignet sich besonders eine Motorautomatik, weil sie sämtliche Kreise des Empfängers nachstellt und weitere Bequemlichkeiten (z. B. automatischen Suchlauf) ermöglicht. Die anderen beschriebenen Verfahren erfordern zwar einen geringeren Aufwand, können aber nur einen variablen Abstimmkreis des Empfängers beeinflussen.

Literatur

[1] Diefenbach: Beispiele technischer Neuheiten, Funk-Technik Heft 14 (1956) S. 405.
[2] Frank, Günther: Abstimm-Automatik und Fernsteuerung von Rundfunkempfängern, radio mentor Heft 6 (1956) S. 361.
[3] Funktechnische Arbeitsblätter AG 31, Die Elektronenröhre als regelbare Induktivität und Kapazität, Funkschau.
[4] Karaminkow, A.: Ein neues Steuerungselement für automatische Frequenznachstimmung, Nachrichtentechnik Heft 1 (1956) S. 497.
[5] Kettel, E.: Die selbsttätige Scharfabstimmung, Die Telefunkenröhre Heft 11 (1937) S. 213.
[6] Saba, Presseinformation.
[7] Sturm, Th.: Selbsttätige Stumm- und Scharfabstimmung, Funk Heft 15 (1937) S. 421 und S. 459.
[8] Tetzner, Karl: Spitzensuper mit motorischer Abstimmung, Funkschau Heft 23 (1956) S. 996.
[9] Thiele, Klaus: Eine sehr vereinfachte selbsttätige Scharfabstimmung, Funk Heft 9 (1938) S. 229.
[10] Thiele, Klaus: Zum Bau der vereinfachten selbsttätigen Scharfabstimmung, Funk Heft 22 (1938) S. 597.
[11] Tüxen, O.: Der Frequenzhub der selbsttätigen Scharfabstimmung, Die Telefunken-Röhre Heft 14 (1938) S. 254.

Dipl.-Phys. A. HERRMANN

Mitteilung aus dem Deutschen Amt für Maß und Gewicht

Die Entwicklung der internationalen Vergleiche von Frequenznormalen[1]

Während der letzten 30 Jahre wurden bei der Messung der Zeit und damit zugleich auch der Frequenz sehr rasche Fortschritte erzielt; denn die Frequenz f eines periodisch wiederkehrenden Ereignisses ist gleich der Anzahl n der Umläufe oder Schwingungen in der Zeiteinheit t ($f = n/t$). Die absolute Genauigkeit der Frequenz- und Zeitmessungen konnte von einigen Prozent bis auf $1 \cdot 10^{-8}$, die relative Genauigkeit sogar bis auf einige 10^{-10} gesteigert werden. Bei dem Zahlenrausch und der Unrast unserer Zeitepoche nimmt der Außenstehende auch diese Zahlen gelassen hin; man unterschätzt auch zumeist die Forscherarbeit, die für die Weiterentwicklung von Meßverfahren allein um eine einzige Dezimale erforderlich ist. Hier aber trieben die harten Forderungen der sich sehr rasch entwickelnden Nachrichtentechnik im weitesten Sinn und vieler wissenschaftlicher Aufgaben die Genauigkeit gleich um sechs Dezimalen vorwärts. Dieser große Erfolg war vor allem durch die umfangreiche Anwendung von Elektronenröhren sowohl bei den Frequenz- und Zeitnormalen als auch bei den Meßeinrichtungen möglich geworden. Während zu Beginn dieser Epoche Frequenznormale, wie z. B. Stimmgabelgeneratoren, mit Präzisionspendeluhren geeicht wurden, erfolgen nunmehr die genauesten Zeitmessungen mit Hilfe von elektronisch erzeugten Normalfrequenzen.
Im folgenden wird ein kurzer zusammenfassender Überblick über die Entwicklung der internationalen Vergleiche von Frequenznormalen gegeben. Diese fanden und finden auch jetzt vorwiegend zwischen den physikalisch-technischen Staatsinstituten vieler Länder statt, wie z. B. dem englischen National Physical Laboratory (NPL), dem amerikanischen National Bureau of Standards (NBS), dem französischen Laboratoire National de Radioélectricité (LNR), früher der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt (PTR), jetzt dem Deutschen Amt für Maß und Gewicht (DAMG) in Berlin und der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Braunschweig. Eine der Hauptaufgaben dieser Institute, von denen das Komitee für Standards, Maße und Meßgeräte beim Ministerrat der UdSSR noch beson-

[1]) Nach einem am 18. 10. 1956 anläßlich der 500-Jahrfeier der Universität Greifswald im Physikalischen Institut, Direktor Prof. Dr. Schallreuter, vom Verfasser gehaltenen Vortrag.

ders genannt sei, ist die Festlegung und Sicherung aller physikalisch-technischen Maßeinheiten. So mußten diese Institute auch ein Frequenznormal mit immer größerer absoluter Genauigkeit aufstellen und die Methoden der Frequenzmessung ständig verfeinern, um den wachsenden Anforderungen der Technik und Wissenschaft stets gerecht zu werden. Mit welchen Mitteln man dies erreichte und welche Ergebnisse jeweils erzielt wurden, soll in dieser Rückschau kurz dargestellt werden. Hierbei werden bewußt neben den neuen auch die alten Verfahren und Probleme behandelt, denn man kann das Gegenwärtige erst dann richtig verstehen und würdigen, wenn auch das früher Erreichte und der Gang der Entwicklung bekannt sind.

*

An dem ersten internationalen Vergleich der Frequenznormale im Jahre 1924 beteiligten sich das englische, das amerikanische und das deutsche Staatsinstitut. Der Vergleich erfolgte durch Fernmessung der hauptsächlich zwischen 15 kHz und 25 kHz liegenden Trägerfrequenzen von 17 europäischen und amerikanischen Sendestationen, die in den drei Instituten zu gleichen, zuvor vereinbarten Zeiten ausgeführt wurden.

Die ungedämpften Schwingungen dieser Telegrafiesender wurden damals vorwiegend durch hochperiodige Wechselstrommaschinen erzeugt, die eine bedeutsame Weiterentwicklung der üblichen 50-Hz-Starkstromgeneratoren waren. Die Frequenz f dieser Hochfrequenzmaschinen war der Anzahl der Polpaare p und der Umdrehungszahl n direkt proportional ($f = p \cdot n/120$). Beide Faktoren konnten aus konstruktiven bzw. mechanischen Gründen nicht beliebig gesteigert werden. Mit wachsender Frequenz nahmen die entwicklungs- und materialmäßigen Schwierigkeiten außerordentlich zu und setzten der erforderlichen Frequenzerhöhung schnell ein Ende. Schon bei der nach unseren heutigen Begriffen äußerst niedrigen Sendefrequenz von 20 kHz, was einer Wellenlänge von 15 km entspricht, erreichte die Umlaufgeschwindigkeit des Rotors eines Typs dieser hochgezüchteten Generatoren den außerordentlich hohen Wert von über 900 km/h! Neben der Hochfrequenzmaschine von R. Goldschmidt wurden bei den Großstationen vor allem die Hochfrequenzmaschinen von Fessenden und Alexanderson, von Latour-Bethenod und von Arco verwendet.

Bei diesem ersten internationalen Frequenzvergleich war die Übereinstimmung der Ergebnisse günstigstenfalls ein Promille. Inwieweit an diesem Resultat und vor allem an den beobachteten größeren Streuungen der Einzelwerte die Frequenzinkonstanz der Maschinensender, die beträchtlichen Schwierigkeiten beim Empfang der Fernsender, die geringe Genauigkeit der angewendeten Frequenzmeßmethoden oder schließlich das Nichtübereinstimmen der Frequenznormale der drei Staatsinstitute im einzelnen beteiligt waren, konnte nicht mit Sicherheit entschieden werden.

Die aus diesem nicht befriedigenden Gesamtergebnis entspringende Notwendigkeit, solche internationalen Frequenzvergleiche mit verbesserten Mitteln zu wiederholen, wurde sehr bald zwingend, da die Anforderung an die Genauigkeit von Frequenzmessungen in kurzer Zeit außerordentlich stieg. Nach Einführung der Röhrensender mit immer größeren Leistungen wurden vor allem durch die rasche Entwicklung des Rundfunks in kurzer Zeit sehr viele Sendestationen in Betrieb genommen und damit höhere Anforderungen an die Einhaltung der vorgeschriebenen Sendefrequenzen und an die Frequenzmeßgenauigkeit gestellt.

*

In den 20er Jahren bestand der Normalfrequenzmesser, der damals zugleich das Frequenznormal verkörperte, aus elektrischen Schwingkreisen mit für die Frequenzbereiche passenden Spulen und Kondensatoren. Die Eigenfrequenzen der Schwingkreise konnten nach zwei Methoden absolut geeicht werden. Bei der einen Möglichkeit wurden die für die verschiedenen Frequenzbereiche benötigten Kapazitäten und Selbstinduktionen einzeln absolut gemessen und die gefundenen Werte in die Thomsonsche Schwingungsformel $f = 1/2\pi \cdot \sqrt{LC}$ eingesetzt, die um die erforderlichen Korrektionsglieder erweitert worden war. Es konnten aber auch die harmonischen Oberschwingungen einer Niederfrequenz benutzt werden, die mit Hilfe einer Präzisionspendeluhr genügend genau bekannt waren.

Der Normalfrequenzmesser und damit zugleich das Frequenznormal wurde mit Hilfe eines Empfängers und eines Hilfsmeßsenders auf den zu prüfenden Sender nach dem Resonanzausschlagsverfahren mit einem empfindlichen Galvanometer und aperiodischen Detektorkreis abgestimmt.

Die Abstimmgenauigkeit dieser Frequenzmesser konnte allmählich sehr hoch getrieben werden. Der relative Meßfehler betrug z. B. bei dem Gerät der PTR nach Giebe und Alberti durch Benutzung abgeschirmter Spulen und Kondensatoren um 1925 nur wenige Millionstel. Infolge der Einflüsse der frequenzbestimmenden Bauelemente konnte der Fehler im Absolutwert der Frequenz jedoch $1 \cdot 10^{-4}$ erreichen. Wohl ist inzwischen durch die Schaffung von Bauelementen mit kleinem Temperaturkoeffizienten, durch Temperaturkompensation und vor allem durch das Benutzen von Thermostaten mancher Fortschritt erzielt worden; jedoch die damaligen Geräte und Verfahren genügten nicht den gesteigerten Anforderungen an Frequenznormale und Frequenzmessungen.

*

In dieser Zeit des Suchens nach einer Lösung des Frequenzproblems kam die Hilfe von einer ganz anderen Seite. Der Amerikaner Cady veröffentlichte 1922 die Ergebnisse seiner grundlegenden Untersuchungen über hochfrequent erregte Quarzplatten. Er hatte die Experimente begonnen, ohne zunächst an eine technische Anwendungsmöglichkeit dieser physikalisch so überaus interessanten Erscheinung zu denken. Er war selbst überrascht, daß er der drahtlosen Technik als Ergebnis seiner Versuche den lange gesuchten Oszillator konstanter Frequenz geben konnte, und zwar gerade in dem Augenblick, in dem die Technik diese rettende Lösung haben mußte. Es entstand so der erste quarzgesteuerte Sender in Amerika. Der Cadysche Gedanke einer Quarzsteuerung wurde sofort in verschiedenen Ländern aufgegriffen und weiterentwickelt.

Zu der gleichen Zeit setzten auch die Untersuchungen über elektrisch angeregte Stimmgabeln ein, die dann zu der Entwicklung der Stimmgabelsender führten. Hier seien nur Eccles, Dye und Essen sowie vor allem A. Karolus und seine Mitarbeiter genannt.

Die große Bedeutung dieser beiden mechanischen Schwingungsgebilde — Quarzschwinger und Stimmgabel — beruht auf einem sehr kleinen Temperaturkoffizienten von z. B. 10^{-5}, einer geringen Schwingkreisdämpfung, also kleinen Verlusten, und einer zeitlich sehr guten Konstanz. Diese Eigenschaften sind für die Frequenzkonstanz eines Senders außerordentlich maßgebend. Bald fand man einige Schaltungen, in denen diese mechanischen Gebilde in gleicher Art, aber mit wesentlich höherer Frequenzkonstanz wie die elektrischen Schwingkreise wirkten. Die mechanisch schwingenden Kreise weisen eine gewisse Anzahl von elastischen Grundschwingungen mit jeweils einer mehr oder minder großen Anzahl von anregbaren Oberwellen auf. Deshalb enthalten diese Schaltungen meist einen elektrischen Schwingkreis, der auf die gewünschte Frequenz abgestimmt wird und damit die entsprechende mechanische Schwingung heraushebt.

Nachdem die Eigenschaften der Schwingquarze noch etwas näher untersucht worden waren, sandte das amerikanische Amt zwei komplette quarzgesteuerte Sender gleicher Konstruktion nacheinander an die Staatsinstitute von England, Frankreich, Italien und Deutschland. Die verwendete kreisförmige Quarzplatte konnte mit Hilfe des veränderlichen Anodenschwingkreises auf ihre drei elastischen Grundschwingungen zu 75 kHz, 106 kHz,

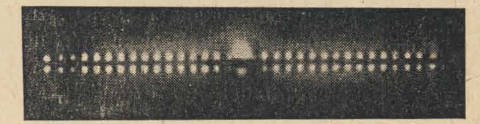


Bild 1: Ein in seiner 33. Harmonischen angeregter longitudinal schwingender Leuchtquarz (Giebe und Scheibe)

und 456 kHz abgestimmt werden. Wohl war bei den von Dezember 1925 bis Juli 1927 durchgeführten Vergleichsmessungen eine Übereinstimmung der Werte bis auf einige 10^{-4} erreicht worden; doch hafteten den beiden Sendern und ihrer Bedienungsweise infolge der kurzen Entwicklungszeit verständlicherweise noch manche Mängel an.

Von dem amerikanischen Amt wurde daher, noch während des Vergleichs der beiden Oszillatoren, eine verbesserte Kon-

struktion entwickelt. Der Schwingquarz mit einer Eigenfrequenz von rund 200 kHz befand sich hierbei, um seine Temperatur konstant zu halten, in einem elektrisch geheizten Thermostaten. Da an den im Sommer 1928 durchgeführten Messungen in den verschiedenen Staatsinstituten stets derselbe Mitarbeiter des NBS persönlich beteiligt war, wurde eine einheitliche Handhabung dieses Normals gewährleistet und Bedienungsfehler vermieden.

Inzwischen hatten Giebe und Scheibe von der PTR ebenfalls Quarzstäbe systematisch auf ihre Eignung für Frequenznormale untersucht. Das Ergebnis dieser Bemühungen war 1925 der leuchtende piezoelektrische Resonator. Er wird auch kurz Leuchtquarz oder Quarzresonator genannt.

Der Leuchtquarz besteht — genau wie ein Steuerquarz — aus einem in einer bestimmten Weise aus dem Rohquarz herausgeschnittenen Quarzstab, der zwischen zwei Elektroden gehaltert und in einem Glaskolben untergebracht ist. Der Kolben enthält jedoch ein Neon-Helium-Gemisch von einigen Millimetern Gasdruck. Wird der Quarzstab durch ein hochfrequentes Wechselfeld z. B. zu longitudinalen Eigenschwingungen angeregt, so entstehen infolge dieser elastischen Deformationen als sekundäre Wirkung piezoelektrische Spannungen. Wenn zwischen der erregenden elektrischen und der erregten elastischen Schwingung Resonanz besteht, sind diese Spannungen recht hoch und erzeugen eine leuchtende Glimmentladung. Diese wird als Resonanzanzeige benutzt. Welche der Eigenfrequenzen des Quarzstabes jeweils zur Anregung kommt, ist ohne Schwierigkeit aus der Form der Leuchtphänomene zu ersehen. Das Bild 1 zeigt als Beispiel einen $80 \times 1{,}5 \times 1{,}5$ mm großen Quarzstab, der bis zu seiner 33. longitudinalen Oberschwingung ($f = 1{,}113$ MHz) noch leuchtend angeregt werden konnte. Die optisch schönen Leuchterscheinungen weisen trotz der Vielzahl ihrer Formen



Bild 2: Dreifacher Leuchtquarz zur Senderkontrolle

eine strenge Gesetzmäßigkeit auf und gestalten das Experimentieren auch zu einem ästhetischen Genuß.

Zur Beobachtung des Resonanzeintrittes braucht man zu dem Leuchtquarz nur eine passende Spule parallel zu schalten und diese Anordnung induktiv ganz lose mit der Spule des zu messenden Senders zu koppeln. Wird die Frequenz des Senders genügend fein verändert, dann leuchtet der Quarz bei einer bestimmten Einstellung auf.

Hier stimmt die Frequenz des Senders mit der elastischen Eigenfrequenz des Quarzes auf $1 \cdot 10^{-5}$ und besser überein. Die einmal geeichten Leuchtquarze gestatten also bei einer so bequemen und einfachen Handhabung ohne Benutzung weiterer Meßgeräte sehr genaue Frequenzmessungen. Man benutzte diese Quarzresonatoren daher lange Zeit mit bestem Erfolg zur Kontrolle der Frequenz quarzgesteuerter Sender. Hierzu wurden vielfach aus Gründen der Raumersparnis und besserer Übersichtlichkeit gleich drei Quarzstäbchen in einem Glaskolben untergebracht, wobei das mittlere mit der Nennfrequenz des Senders, die beiden äußeren mit der betreffenden Plus-Minus-Toleranz übereinstimmten (Bild 2). Der Sender war dann nur so zu regeln, daß der mittlere Quarzstab leuchtete. Diese Anordnung stellt also die Abwandlung eines Zungenfrequenzmessers dar. Die zunächst eigenartig erscheinende Frequenzkontrolle eines quarzgesteuerten Senders durch einen Leuchtquarz wird sofort verständlich, wenn man bedenkt, daß ein quarzgesteuerter Sender durch verschiedene Manipulationen unter Umständen bis zu mehreren 10^{-4} in seiner Frequenz gezogen werden kann.

Auf Grund der guten Ergebnisse mit den Leuchtresonatoren wurde in der PTR eine größere Anzahl von ihnen als Festpunkte über den Frequenzbereich verteilt, der allmählich von 1 kHz bis 10 MHz erweitert werden konnte. Die Reihe dieser Quarzresonatoren bildete also die Normalfrequenzskala der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt. Für die niederfrequenten Normale zwischen 1 und 20 kHz wurden transversale, für die höherfrequenten Normale dagegen longitudinale Eigenschwingungen von Quarzstäben benutzt.

Um eine beliebige Frequenz mit Hilfe dieser einzelnen Frequenzfestpunkte zu messen, wurde der schon erwähnte Normalfrequenzmesser mitbenutzt, dessen kontinuierliche Skala die Ausführungen der Messungen sehr erleichterte und dessen relative Meßgenauigkeit von einigen Millionstel für die damaligen Ansprüche voll ausreichend war.

Die absolute Eichung der Quarzresonatoren erfolgte um 1929 in der Reichsanstalt durch Vergleich mit den bis zu sehr hohen Ordnungszahlen (z. B. $n = 50$) mit ausreichender Amplitude vorhandenen Harmonischen eines Stimmgabelsenders nach A. Karolus und mit Hilfe des Normalfrequenzmessers. Die Stimmgabel hatte mit $-3{,}3 \cdot 10^{-6}/°$C einen kleineren Temperaturkoeffizienten als die Leuchtquarze. Der genügend verstärkte Wechselstrom der Grundfrequenz von 1560 Hz des Senders trieb einen Synchronmotor an, wobei über ein Getriebe nach je 100 Umdrehungen des Motors ein elektrischer Kontakt betätigt wurde. Die so erzeugten Impulse wurden zusammen mit den Sekundenkontakten einer Normaluhr auf einem Chronografen aufgezeichnet. Die Messungen ergaben eine Konstanz der Umdrehungszahl des Motors und damit auch der Frequenz des Stimmgabelsenders von 1 bis $2 \cdot 10^{-6}$. Es sei hier gleich vorweggenommen, daß inzwischen dank der weiteren Untersuchungen von A. Karolus und anderen Wissenschaftlern die Frequenzkonstanz der Stimmgabelsender durch Verwenden von Stimmgabeln aus Quarz um rund drei Dezimalen gesteigert werden konnte.

Nach den guten Ergebnissen stellte die Reichsanstalt vier Leuchtresonatoren mit den Frequenzen zu 500 kHz, 750 kHz, 2 MHz und 4 MHz als Frequenznormale zur Verfügung. Die mit diesen Leuchtquarzen und dem vorher erwähnten Steuersender mit Thermostatquarz von 200 kHz 1927 und 1928 durchgeführten internationalen Vergleiche der Normalfrequenzskalen von England, Frankreich, Italien, Nordamerika und Deutschland ergaben im Frequenzbereich von 200 kHz bis 4 MHz eine Übereinstimmung bis auf etwa $\pm 4 \cdot 10^{-5}$. Bei diesen Messungen hatten sich die Leuchtquarze dem Sender mit Schwingquarz im Thermostaten in bezug auf Frequenzkonstanz durchaus gleichwertig gezeigt. Im Hinblick auf die kurze Entwicklungszeit hafteten jedoch beiden Konstruktionen noch immer gewisse Mängel an; man versuchte daher, beide Typen weiter zu verbessern.

Viel Mühe wurde allein auf die Durchbildung der Halterung des Quarzes und die Verminderung seines Temperaturkoeffizienten verwendet. Zunächst waren die Quarze lose zwischen den Anregungselektroden angeordnet; dadurch wurden Empfindlichkeit, Dämpfung und Frequenzkonstanz durch eventuelle Änderungen der Lage ungünstig beeinflußt. Diese Nachteile beseitigten z. B. Giebe und Scheibe bei ihren Leuchtquarzen und später auch bei den Steuerquarzen, indem sie diese bei zwei Bewegungsknoten der zu erregenden Schwingung auf einen geeignet ausgebildeten Metallbügel mit Zwirn festbanden. Diesen beiden Wissenschaftlern gelang es auch, durch geeigneten Schnitt und besondere Form der äußeren Abmessungen des Quarzstabes den Temperaturkoeffizienten Null bei den praktisch leicht herstellbaren Temperaturen um 36° C zu erzielen.

Die systematischen Untersuchungen führten schließlich in verschiedenen Ländern zu der Entwicklung hochkonstanter quarzgesteuerter Sender, den sogenannten Quarzuhren. Dank der Art des verwendeten Steuerquarzes und -senders, der vielfachen Thermostaten, der Betriebswerte und der präzisen mechanischen Ausführung haben die Quarzuhren von Scheibe und Adelsberger von der PTR 1932 erstmalig eine Frequenzkonstanz von einigen 10^{-9} von Tag zu Tag und von einigen 10^{-8} über Monate erreicht.

Wird fortgesetzt

Gekürzte und bearbeitete Übersetzung aus „Sdělovací Technika“, Nr. 5 (1956)



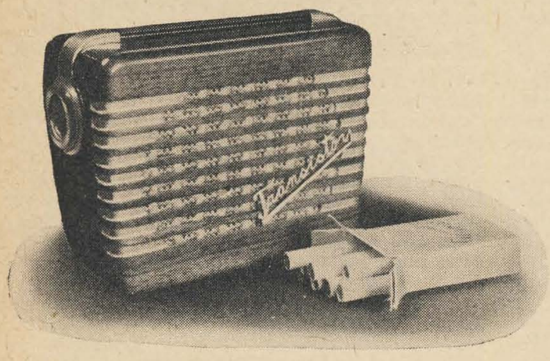


Bild 1: Der Transistorempfänger im Größenvergleich mit einer Zigarettenschachtel

Ein tschechoslowakischer Transistorsuper

Im folgenden Beitrag veröffentlichen wir eine Beschreibung der Versuchsausführung des ersten tschechoslowakischen Volltransistorempfängers. Die Entwicklung und Konstruktion erfolgten im Hinblick auf eine spätere Serienfertigung. Ihre erfolgreiche Ausführung ist das Ergebnis der guten Zusammenarbeit zwischen dem Forschungsinstitut für Übertragungstechnik, das die Entwicklung durchführte, und dem Forschungsinstitut für elektrotechnische Physik, dem Hersteller der Transistoren, die sich gemeinsam zu dieser Aufgabe verpflichtet hatten.

Mit der Entwicklung eines einfachen Transistorsupers im Forschungsinstitut für Übertragungstechnik „A. S. Popow“ waren eine Reihe wichtiger Forschungsaufgaben verbunden. Hierzu gehörten in erster Linie die Untersuchung der Arbeitsweise der neu entwickelten Flächentransistoren im Forschungsinstitut für elektrotechnische Physik und die Untersuchung der in der CSR entwickelten und gefertigten Miniatur- und Subminiaturbauelemente für ihre Verwendung in Transistorschaltungen. Für den Aufbau des Gerätes wurden ausschließlich Bauteile der einheimischen Produktion verwendet.

Die Prinzipschaltung des Empfängers

Bild 2 zeigt das Schaltbild des Transistorempfängers[1]. Das von der Ferritantenne gelieferte Eingangssignal und die von T_1 erzeugte Oszillatorspannung werden dem Blockanschluß des Transistors T_2 (Mischstufe und erster ZF-Verstärker) zugeführt. Die Mischung erfolgt additiv. Der ZF-Verstärker ist mit vier Stufen aufgebaut,

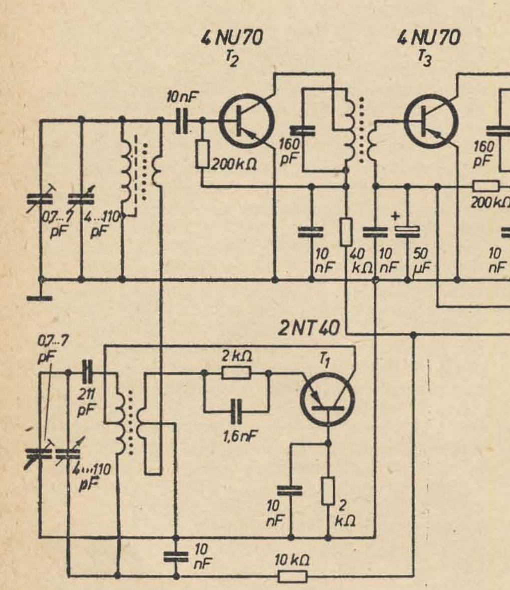


Bild 2: Schaltung des Empfängers

für die Demodulation ist eine Germaniumdiode vorgesehen, die auch die Spannung für die automatische Schwundregelung liefert. Das NF-Signal wird in einer Vorstufe verstärkt und dem Leistungsverstärker der Endstufe zugeleitet.

Der Frequenzbereich wurde mit 550 bis 1500 kHz festgelegt. Die Batteriespannung beträgt 22 V, auch mit der halben Betriebsspannung bleibt der Empfänger noch betriebsfähig. Durch den verwendeten Endtransistor mit einer Kollektorverlustleistung von 50 mW ist eine Ausgangsleistung von 22 mW gewährleistet.

Bauteile

Besonders schwierig war die Auswahl von Bauelementen, deren äußere Abmessungen in einem günstigen Verhältnis zu denen der Transistoren stehen. Hier waren vor allem einige im Forschungsinstitut für Übertragungstechnik „A. S. Popow“ und bei TESLA entwickelte Bauelemente für Miniatur- und Subminiaturröhren geeignet.

Als Widerstände wurden überwiegend 50- bzw. 100-mW-Miniaturwiderstände von TESLA eingesetzt. Ein 50-mW-Widerstand ist 6 mm lang, der Durchmesser beträgt 2 mm.

Die verwendeten Rollkondensatoren vom Typ Pakotrop haben sehr kleine Abmessungen, ein 10-nF-Kondensator hat bei einem Durchmesser von 5 mm eine Länge von 27 mm. Ferner standen Miniaturelektrolytkondensatoren von TESLA zur Verfügung. Die Abmessungen des 50-µF-Kondensators für eine Spannung von 6/8 V sind: Durchmesser 7 mm, Länge 36 mm.

Als Drehkondensator wurde ein im Institut für Übertragungstechnik „A. S. Popow“ neu entwickelter Subminiaturdrehkondensator 4 bis 110 pF, 15 × 23 × 40 mm, erprobt; die verwendeten ZF-Subminiaturübertrager (14 × 14 × 14 mm ∅), die bereits in Serie gefertigt werden, sind eine Entwicklung des gleichen Instituts.

Als Antenne dient ein Ferritstab 10 × 10 × 1355 mm. Die Spule ist aus HF-Litze 20 × 0,05 mm gewickelt.

Da kein geeigneter Miniaturlautsprecher zur Verfügung stand, mußte auf den im TESLA-„Minor“-Koffersuper eingesetzten permanentdynamischen Lautsprecher mit 10 cm Korbdurchmesser zurückgegriffen werden. Seine Abmessungen sind aber so groß, daß sie die Abmessungen des Empfängergehäuses im wesentlichen bestimmen.

Der Eingangskreis

Die Eingangsspule, 2 × 65 Wdg., ist auf die eingebaute Ferritstabantenne gewickelt; parallel zum Drehkondensator liegt ein Röhrchentrimmer mit Glasdielektrikum (0,7 bis 7 pF). Wichtig ist die richtige Ankopplung der Kreise an den Transistor; als optimale Ankopplungswicklung wurden vier Windungen ermittelt. Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Anzahl der Ankopplungswindungen zeigt Bild 3.

Der Oszillator

Da die Oszillatorfrequenzen bedeutend über der Grenzfrequenz der tschechischen Flächentransistoren liegen, wurde hier ein Spitzentransistor verwendet. Um ein möglichst stabiles Arbeiten der Schaltung zu erreichen und Schwierigkeiten bei einer evtl. Fertigung aus dem Wege zu gehen, wird induktive Rückkopplung angewendet. Geringste Eigenkapazität der Oszillatorspule wird durch Kreuzwicklung erreicht. Besonders ausschlaggebend ist die richtige Ankopplung von Emitter und Kollektor. Während eine zu enge Kopplung starke Verzerrungen der Sinuskurve zur Folge hat, setzt der Oszillator bei einer zu losen Kopplung aus. Außerdem darf die Ankopplung auf den Kollektor darum nicht zu fest gewählt werden, weil die in den Kreis transformierte Kapazität eine Verstimmung des Kreises verursacht. Darüber hinaus ist die Frequenz stark abhängig von der Spannung und dem verwendeten Transistor.

Bild 4 zeigt den Wirkungsgrad der Mischstufe in Abhängigkeit von der Oszillatorwechselspannung. Danach ist der optimale Wert der Spannung etwa 0,1 bis 0,4 V. Vorteilhafter ist jedoch eine etwas höhere Spannung, da der Wirkungs-

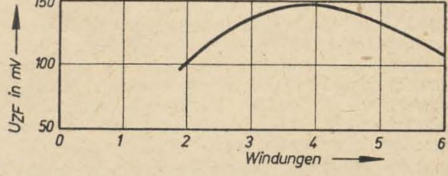


Bild 3: Zusammenhang von Ausgangsspannung der Mischstufe und Anzahl der Kopplungswindungen der Antennenspule

grad dann weniger abhängig von Spannungsschwankungen ist. Infolge des hohen Rauschfaktors der Spitzentransistoren ist eine möglichst lose Kopplung zwischen dem Oszillator und dem Mischtransistor anzustreben. Auch bei der Wahl des Arbeitspunktes für den Oszillatortransistor ist der Rauschfaktor zu berücksichtigen. Bild 5 zeigt den Gang der Oszillatorspannung bei einer Abstimmung im Bereich von 0,8 bis 1,75 MHz.

Mischstufe

Wie die Versuche zeigten, sind Spitzentransistoren für die Eingangsstufe wegen ihres hohen

[1] Daten tschechischer Transistoren s. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 3 (1957) S. 79.

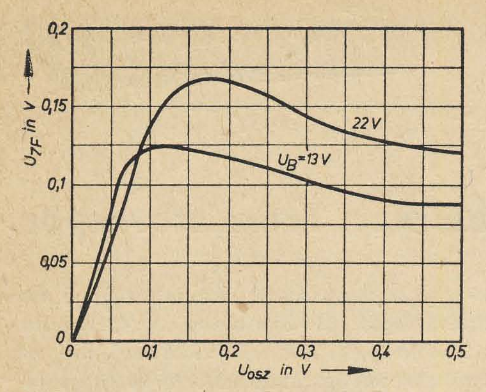


Bild 4: Wirkungsgrad der Mischstufe in Abhängigkeit der Oszillatorspannung im Frequenzbereich 0,8 bis 1,75 MHz

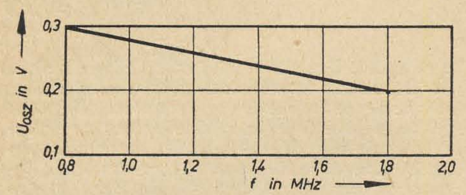


Bild 5: Oszillatorspannung in Abhängigkeit von der Frequenz

Rauschfaktors ungeeignet. Beim Einsatz eines Flächentransistors hat der Rauschfaktor einen annehmbaren Wert. Die Mischung erfolgt additiv.

ZF-Verstärker[1])

Der ZF-Verstärker bestimmt den HF-Wirkungsgrad sowie die Selektivität des Empfängers. Er ist besonders sorgfältig zu dimensionieren. Einer der wichtigsten Faktoren ist die Wahl der richtigen Zwischenfrequenz. Für die Bestückung des ZF-Verstärkers standen ausgesuchte Transistoren Typ 4 NU 70 mit 800 kHz Grenzfrequenz zur Verfügung. Die Zwischenfrequenz ist auf $^1/_5$ bis $^1/_{10}$ der Transistorgrenzfrequenz festzulegen. Bei der Wahl höherer Frequenzen ergeben sich Phasenverschiebungen, die einen Anstieg der Scheinleistung des Belastungswiderstandes, höhere Dämpfung der Kreise und eine geringere Verstärkung verursachen. Die in Frage kommenden Frequenzen sind 250 kHz und 125 kHz, wobei die Frequenz von 250 kHz nicht sehr vorteilhaft ist, da sie fast in der Mitte des Langwellenbereiches liegt. Die Spiegelfrequenzen liegen jedoch noch genügend weit entfernt, so daß es nicht erforderlich ist, die Selektivität des Eingangskreises durch eine weitere Stufe zu erhöhen. Dies gilt jedoch nur bei einer eingebauten Antenne, mit einer Außenantenne wäre ein ungestörter Empfang mit nur einem Eingangskreis kaum erreichbar. Eine ZF von 125 kHz setzt die Verwendung eines Breitbandvorverstärkers oder eines Bandfilters in der Eingangsstufe voraus, allerdings ist dann ein Dreifachdrehkondensator notwendig. Hierbei werden wahrscheinlich Schwierigkeiten bei der Abstimmung, der Mischung und der Stabilität des Oszillators auftreten.

Auf Grund dieser Überlegungen wurde die Frequenz von 250 kHz gewählt. Die Anpassung der einzelnen Kreise ist kritisch, da es sich um eine Leistungsanpassung handelt. Es ist mit einem Abfall der Kreisgüte auf $^1/_4$ der Güte des unbelasteten Kreises zu rechnen. Bei einer geringeren Belastung sinkt die Verstärkung sehr schnell, bei einer höheren Belastung nimmt die Kreisgüte ab. Die tatsächliche Güte des belasteten Kreises ist etwa 15 bis 20, die des unbelasteten etwa 80. Durch eine falsche Wahl der Anzapfungen oder Kopplungswindungen wird die Arbeitsweise des ZF-Verstärkers ebenso verschlechtert wie durch ungünstige Festlegung der Arbeitspunkte der Transistoren, die eine Verminderung des inneren Widerstandes, der Grenzfrequenz usw. zur Folge haben.

Da Germaniumtransistoren sehr temperaturabhängig sind, darf der Kollektorstrom eine bestimmte Grenze nicht übersteigen. Dies wird durch die Begrenzungswiderstände erreicht. Im vorliegenden Falle begrenzt der Kollektorwiderstand den Strom auf maximal 1 mA. Der Arbeitspunkt wird durch den Blockwiderstand festgelegt. Die verwendete Schaltung stabilisiert die Transistorströme bei größeren Temperaturschwankungen.

Die Gesamtspannungsverstärkung des ZF-Verstärkers mit Mischstufe beträgt etwa 10000 (für ein HF-Signal am Eingang zwischen 550 und 1500 kHz). Bild 6 zeigt die ZF-Kurve des Gerätes. Die Bandbreite ist etwas abhängig von der Betriebsspannung, bei einer niedrigeren Spannung wird die Dämpfung durch die Transistoren geringer, die Güte der Kreise also verbessert, was eine kleinere Bandbreite zur Folge hat.

Der Gesamtstromverbrauch des ZF-Verstärkers einschließlich Mischtransistor beträgt etwa 60 mW, er ist bedeutend niedriger als der Stromverbrauch eines ZF-Verstärkers mit Batterieröhren. Die Verstärkung entspricht einem zweibis dreistufigen Batterieröhrenverstärker. Von den verwendeten Transistoren haben drei eine Grenzfrequenz von 800 kHz, einer arbeitet mit 600 kHz Grenzfrequenz.

Automatische Schwundregelung

Die Regelspannung wird dem Block des zweiten ZF-Transistors zugeführt. Im Gegensatz zu Elektronenröhren wird zur Regelung eine bestimmte Leistung benötigt, die der ZF-Verstärker liefern muß. Aus diesem Grunde ist die Schwundregelung nur auf eine Stufe wirksam.

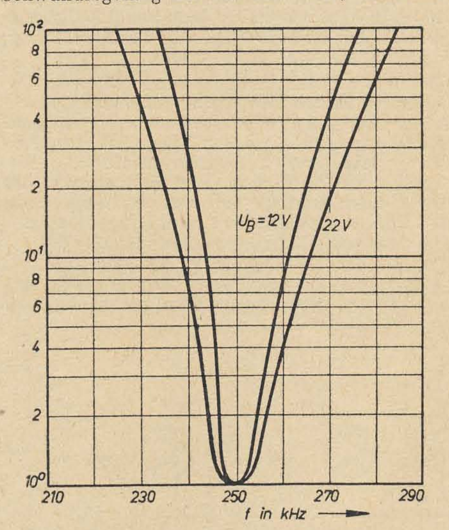


Bild 6: Trennschärfe des ZF-Verstärkers

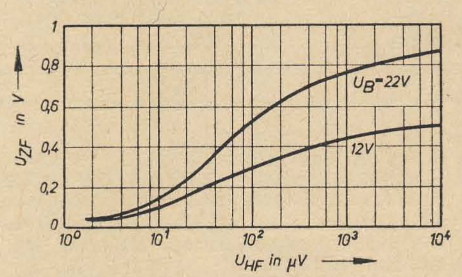


Bild 7: Spannung am Ausgang des ZF-Verstärkers in Abhängigkeit von der HF-Signalspannung

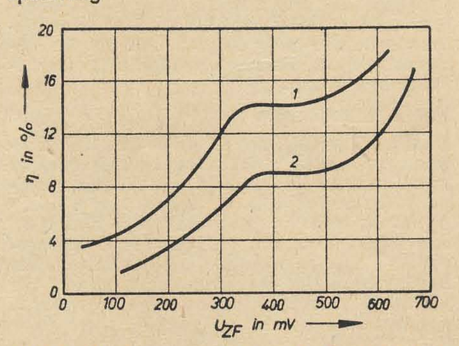


Bild 8: Wirkungsgrad der Diodengleichrichtung bei verschiedenen Stellungen des Lautstärkereglers

Im Bild 7 ist die Abhängigkeit der ZF-Spannung am Ausgang des ZF-Verstärkers von der Spannung des Eingangssignals bei verschiedenen Betriebsspannungen dargestellt.

HF-Gleichrichtung

Die HF-Gleichrichtung übernimmt eine Spitzendiode Typ 3 NN 40. Das Potentiometer 3,2 kΩ dient zur Lautstärkeregelung. Bild 8 zeigt den Wirkungsgrad der Diodengleichrichtung in Abhängigkeit von einer mit 1000 Hz zu 30% modulierten ZF-Spannung. Bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregler (Kurve 2) ist der Wirkungsgrad infolge der höheren Belastung des Kreises durch den Eingangswiderstand des NF-Transistors geringer.

Der NF-Verstärker

Zur vollen Aussteuerung des Endtransistors werden 60 mV benötigt. Bei einer Spannungsverstärkung der Vorverstärkerstufe von 15 muß zur vollen Aussteuerung der Endstufe die Vorverstärkerstufe eine NF-Spannung von etwa 4 . . . 5 mV erhalten. Für die Vorstufe wurde ein Flächentransistor mit einem Kollektorstrom von etwa 1,2 mA benutzt, wodurch sich bei einer Kollektorspannung von 5 V eine Kollektorverlustleistung von 6 mW ergibt.

Die Stabilisierung des Vorverstärkers wird durch einen Widerstand in der Emitterleitung erreicht. Als Arbeitswiderstand dieses Transistors wirkt der 20-kΩ-Widerstand in der Brückenschaltung zur Stabilisierung der Endstufe. Als Belastungswiderstände dienen der 25-kΩ-Widerstand und der Eingangswiderstand des Endtransistors. Durch diese Schaltung kann der Kopplungskondensator wegfallen. Der 5-kΩ-Widerstand in der Emitterleitung erzeugt die Blockvorspannung. Er ist durch einen 30-µF-Kondensator überbrückt, wodurch eine Gegenkopplung verhindert wird.

Die zulässige Kollektorverlustleistung des Endstufentransistors beträgt 50 mW. Für diese Stufe wurde eine Brückenschaltung gewählt. Die Brücke wird durch die Widerstände 20 kΩ, 25 kΩ, 1,25 kΩ und durch den Widerstand der Primärwicklung des Ausgangstransformators gebildet. Durch den Spannungsabfall an den Widerständen 25 kΩ und 1,25 kΩ entsteht ein Spannungsunterschied zwischen Block und Emitter; die Spannung am Emitter ist positiv gegenüber der Blockspannung; damit ist der Arbeitspunkt festgelegt.

Mit steigender Temperatur steigt der Emitterstrom an, wodurch sich aber auch der Spannungsunterschied zwischen Block und Emitter verringert, d. h., der Emitter erhält eine kleinere positive Spannung, der Emitterstrom sinkt. Der Emitterwiderstand muß ebenfalls durch einen großen Elektrolytkondensator überbrückt werden, damit eine Gegenkopplung verhindert wird. Damit die Brückenwiderstände 20 kΩ und 25 kΩ den Vorverstärkertransistor nicht zu sehr belasten, sind sie entsprechend groß zu wählen, was sich aber nachteilig auf die Stabilisierung auswirkt. Sind sie zu klein, so belasten sie nicht nur den Vorstufentransistor übermäßig, sondern auch die Stromquelle. Hier muß also eine günstige Kompromißlösung gefunden werden. Bei einer Temperaturänderung von 20° C auf 40° C sinkt die Leistung der gesamten Endstufe um 2 mW, der Klirrfaktor steigt von 10 auf 11%. Bei voller Aussteuerung der NF-Stufe (HF-Spannung an der Diode 0,2 V, mit 1000 Hz moduliert, Modulationsgrad 30%) beträgt die NF-Leistung der Endstufe 22 mW, der Klirrfaktor 10%. Der Stromverbrauch der gesamten NF-Stufe ist bei 22 V 5,5 mA. Bild 9 zeigt die Frequenzkurve des NF-Verstärkers und Bild 10 die Abhängigkeit der Ausgangsleistung von der NF-Eingangsspannung.

Einfluß der Betriebsspannung auf die Arbeitsweise des Empfängers

Die Schaltung wurde so dimensioniert, daß der Empfänger auch bei einem Abfall der Batteriespannung auf die Hälfte des Nennwertes, d. h. auf 11 V, noch betriebsfähig ist. Die Arbeitsweise der Flächentransistoren ist ähnlich der von Pentoden nur wenig von der Spannung der Stromquelle abhängig. Der Oszillatorspitzentransistor ist am spannungsempfindlichsten, die Oszillatorspannung sinkt fast proportional mit der Betriebsspannung. Je nach dem verwende-

[1]) Siehe auch „Die Bandfilter im Transistor-ZF-Verstärker", RADIO UND FERNSEHEN Nr. 4 (1956) S. 109.

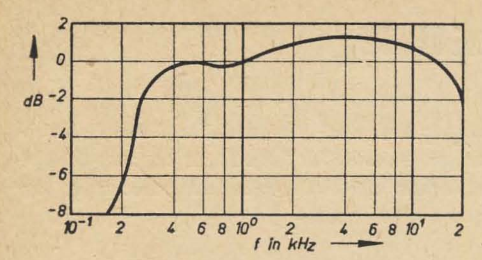


Bild 9: Frequenzgang des NF-Verstärkers

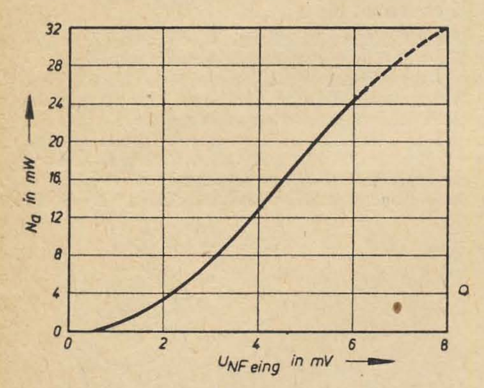


Bild 10: Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung des NF-Verstärkers

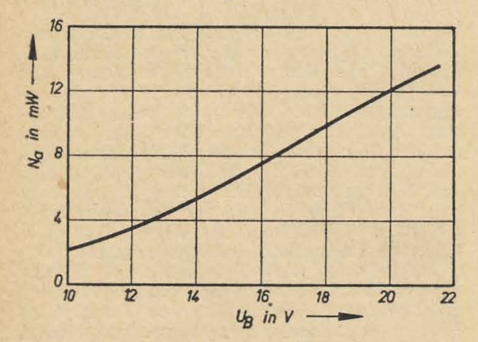


Bild 11: Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

ten Transistor setzt der Oszillator bei einer Betriebsspannung von etwa 8 bis 11 V aus. Die Oszillatorfrequenz wird von der Betriebsspannung nur unwesentlich beeinflußt, die Frequenzabweichung ist vor allem auf die Änderung der dynamischen Kapazitäten der Transistoren zurückzuführen. Eine Frequenzstabilität kann man durch eine möglichst lose Kopplung des Kreises mit dem Transistor erreichen. Während die ZF-Verstärkung von der Betriebsspannung weitgehend unabhängig bleibt, ist die Ausgangsleistung im hohen Maße von der Spannung abhängig (Bild 11).

Nach einer kurzen Betriebsdauer sinkt die Batteriespannung auf etwa 18 V ab und bleibt dann längere Zeit konstant. Bild 14 zeigt die Abhängigkeit der gesamten aufgenommenen Leistung des Empfängers von der Betriebsspannung.

Rauschen

Die Untersuchungen der Transistoren in bezug auf den Rauschfaktor hatten folgendes Ergebnis: Eine Rauschzahl von 20 dB des ersten Transistors entspricht in dieser Schaltung der Empfindlichkeit des Empfängers von etwa 30 μV. Das Rauschen in der Mischstufe bestimmt das Gesamtrauschen des Gerätes. Durch die Verringerung des Kollektorstromes kann das Rauschen bis zu einem gewissen Grade verringert werden. Besonders ist in diesem Zusammenhang die Kopplung mit dem Oszillator zu beachten und der Oszillatortransistor auf den richtigen Arbeitspunkt einzustellen.

Der Aufbau des Empfängers

Die äußeren Abmessungen des Empfängers von 150 × 120 × 60 mm ergaben sich im wesentlichen durch den verwendeten Lautsprecher. Für die Unterbringung der übrigen Bauelemente würde man mit einem halb so großen Gehäuse auskommen. Auch bei der Stromquelle wurde großer Wert auf möglichst kleine Abmessungen gelegt. Ferner war zu berücksichtigen, daß die Lebensdauer der Batterien in annehmbaren Grenzen bleibt. Die ausgewählten 22-V-Batterien mit einer Kapazität von 0,1 Ah werden auch in Schwerhörigengeräten verwendet. Für eine ausreichende Lebensdauer sind mindestens zwei dieser Batterien erforderlich. Die maximale Betriebszeit beträgt dann 10 bis 20 Stunden.

An der Weiterentwicklung des Transistorenempfängers wird gearbeitet, einige Ergebnisse zeigen, daß seine elektrischen Eigenschaften noch wesentlich verbessert werden können, ebenso kann die Leistungsaufnahme herabgesetzt werden. Durch die Verwendung eines Miniaturlautsprechers werden die äußeren Abmessungen nicht viel größer als die einer Taschenlampe sein.

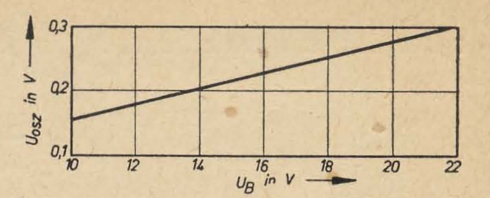


Bild 12: Abhängigkeit der Oszillatorspannung von der Betriebsspannung

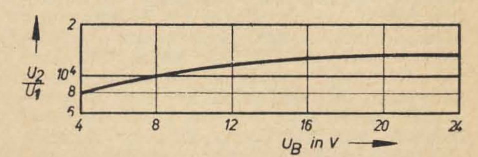


Bild 13: Verstärkung des ZF-Verstärkers in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

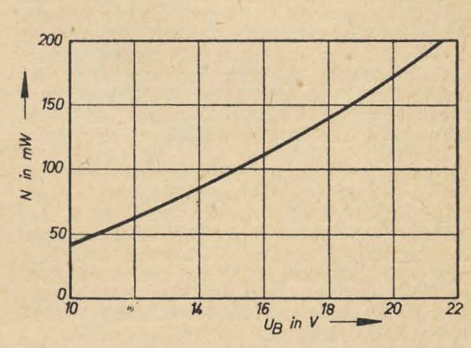


Bild 14: Die Leistungsaufnahme des Empfängers bei verschiedenen Betriebsspannungen

Mit diesem Heft liefern wir eine achtseitige Tabelle der Fernseh-, Rundfunk- und Magnettonbandgeräte aus, die 1957 produziert und geliefert werden. Sollte die Tabelle einem Heft versehentlich nicht beiliegen, so bitten wir, Reklamationen an die Redaktion zu richten.

Unseren ausführlichen Bericht von der Leipziger Frühjahrsmesse 1957 werden wir im Heft 7 (1. Aprilheft) veröffentlichen.

Die Redaktion

Verletzung der Arbeitsdisziplin als Entlassungsgrund

Nachdem in dieser Zeitschrift schon mehrmals die Fragen der ordentlichen befristeten Kündigung, wie sie im Arbeitsrecht der Deutschen Demokratischen Republik festgelegt sind, behandelt wurden[1]), soll im folgenden über die fristlose Entlassung gesprochen werden.

Die Gründe, die einen Betrieb zur fristlosen Auflösung eines Arbeitsrechtsverhältnisses berechtigen, sind im § 9 der Verordnung über Kündigungsrecht erläutert. Von einem einzigen Ausnahmefall abgesehen, setzen diese Entlassungsgründe ein schuldhaftes Verhalten des Werktätigen voraus. Die fristlose Entlassung stellt für den betroffenen Beschäftigten eine Strafe dar und wird auch als solche angesehen. Dieser Auffassung entspricht es, daß eine fristlose Entlassung auch eine ganze Reihe Rechtsnachteile zur Folge hat (Wegfall eines etwa bestehenden besonderen Kündigungsschutzes, Verlust des Urlaubsanspruchs, Wegfall des Anspruchs auf Lohnausgleich bei Arbeitsunfähigkeit usw.). Die Betriebsleiter und Betriebsinhaber sollen daher eine fristlose Entlassung nur in besonderen Ausnahmefällen und nur dann aussprechen, wenn ein Verbleiben des betreffenden Werktätigen in der Betriebsgemeinschaft nicht weiter zu verantworten ist. In dem bereits erwähnten § 9 der Verordnung über Kündigungsrecht ist u. a. eine gröbliche Verletzung der Arbeitsdisziplin als Entlassungsgrund angegeben. Das gilt jedoch nur für volkseigene und diesen gleichgestellte Betriebe. In der privaten Wirtschaft ist dieser Entlassungsgrund nicht anwendbar. Was unter einer „gröblichen" Verletzung der Arbeitsdisziplin zu verstehen ist, kommt ganz auf die Verhältnisse des einzelnen Falles an. Voraussetzung für die Möglichkeit der fristlosen Entlassung aus diesem Grunde ist weiter, daß der Beschäftigte vorher mehrmals ergebnislos verwarnt worden ist. Auch durch diese Klausel, die zwingenden Charakter trägt, kommt zum Ausdruck, daß die fristlose Entlassung das letzte und zugleich härteste Mittel zur Erziehung des Werktätigen zu einem disziplinierten Verhalten im gesellschaftlichen Arbeitsleben darstellt. Der ordnungsgemäßen Durchführung dieser Verwarnungen ist größte Bedeutung zu schenken. So stellte das Bezirksarbeitsgericht Potsdam in einem Urteil vom 14. 4. 1955 die Forderung, daß die Bedeutung und Wirkung der der fristlosen Entlassung vorhergegangenen Verwarnungen durch ihre Form zu steigern sind. Das Landesarbeitsgericht Halle legt in einem Urteil vom 23. 3. 1953 fest, daß eine Entlassung wegen gröblicher Verletzung der Arbeitsdisziplin dann nicht zu Recht besteht, wenn ihr nicht die vorgeschriebenen Verweise und Verwarnungen vorausgegangen sind. Dieser Meinung schließt sich auch das Oberste Gericht unserer Deutschen Demokratischen Republik in einem Urteil vom 8. 9. 1955 an. Nicht unerwähnt sei schließlich ein Urteil des Kammergerichts vom 23. 2. 1956. Nach diesem können die mehrmaligen Verwarnungen nur von einem Disziplinarbefugten ausgesprochen werden. Sie müssen in einem inneren und zeitlichen Zusammenhang stehen und in einer solchen Form erfolgen, daß sowohl dem Werktätigen die möglichen Folgen seines Verhaltens klar werden, als auch eine Nachprüfung durch die verantwortlichen Stellen möglich ist. *kl-s.*

[1]) RADIO UND FERNSEHEN Nr. 1 (1953) S. 23, Nr. 3 (1953) S. 79, Nr. 10 (1956) S. 311, Nr. 17 (1954) S. 529 und Nr. 24 (1955) S. 747.

Dipl.-Phys. KARL-HEINZ OERTEL

Atomaufbau und Radioaktivität

Die Atomkernphysik bedient sich immer mehr elektronischer Hilfsmittel (Geiger-Müller-Zähler, elektronische Steuerungen und Regelungen, Fernbeobachtungen mit industriellen Fernsehanlagen, zum Beispiel bei Reaktoren usw.). Wir beginnen daher mit diesem Aufsatz eine Artikelreihe, die zunächst in die Grundlagen und dann in die Anwendungen der Kernphysik einführen soll.

Der Atomaufbau

Um die Vorgänge der Radioaktivität zu verstehen, muß man die wichtigsten Tatsachen des Atomaufbaues kennen. Nach einem anschaulichen Modell von Niels Bohr besteht das Atom aus einem positiv geladenen Kern und Hüllenelektronen, die sich auf Kreis- oder Ellipsenbahnen um den Kern bewegen. Damit das Atom äußerlich neutral ist, muß der Kern genausoviele positive Elementarladungen tragen, wie Elektronen vorhanden sind. Die Zahl der positiven Ladungen des Kernes (Protonen) heißt Ordnungs- oder Kernladungszahl Z. Die Masse eines Atoms kann in Gramm angegeben werden. Es ist jedoch üblich, jedem Atom ein Atomgewicht zuzuordnen. Das Atomgewicht erhält man, indem man die Masse des Atoms in Gramm durch die Masseneinheit 1 ME $= 1{,}660 \cdot 10^{-24}$ g dividiert. Die so erhaltenen Atomgewichte sind nicht ganzzahlig, wie man es ursprünglich annahm. Dies liegt daran, daß die Elemente aus verschiedenen Atomsorten „Isotopen", in einem konstanten Mischungsverhältnis zusammengesetzt sind.

Die jeweiligen Isotope eines Elementes reagieren chemisch praktisch gleich und wurden deshalb früher in der Chemie nicht unterschieden. Die Isotopengewichte weisen gegenüber ganzen Zahlen nur sehr geringe Differenzen auf. Man rundet das Isotopengewicht auf diese ganze Zahl auf oder ab und nennt den Wert die Massenzahl M des Isotops. Tabelle 1 erläutert die verschiedenen Größen am Beispiel des Chlors.

Tabelle 1: Isotopenverteilung des Chlors

Atomgewicht	Isotopengewicht	Isotopenhäufigkeit	M	Z
35,462	34,9788	75,4%	35	17
	36,9777	24,6%	37	17

In abgekürzter Schreibweise charakterisiert man ein Isotop durch die Massenzahl, die Kernladungszahl und das chemische Symbol, also $^{M}_{Z}X$, z. B. $^{35}_{17}Cl$. Manchmal gibt man auch nur die Massenzahlen an und sagt dann z. B. Chlor 35. Wird ein Atom von außen beeinflußt, etwa durch Elektronen- oder Ionenstoß, so kann ein Hüllenelektron auf eine äußere Bahn gehoben werden, von der es nach etwa 10^{-8} s wieder in den Ausgangszustand zurückfällt. Diesen Vorgang bezeichnet man als Anregung (Bild 1). Die Rückkehr in den Ausgangszustand ist mit dem Ausstrahlen einer elektromagnetischen Welle verknüpft (Photonenemission). Dabei ist die Photonenenergie gleich der Anregungsenergie. Handelt es sich um ein äußeres Elektron, so ist das ausgestrahlte Licht sichtbar bzw. liegt im Ultravioletten (kleinste Photonenenergie 1 bis 20 eV[1]). Die Anregung von Elektronen in Kernnähe führt zur Aussendung von Röntgenstrahlen. Ist die Stoßenergie des primären Teilchens groß genug, so kann eines der Hüllenelektronen abgetrennt werden (Bild 1). Dieser Vorgang heißt Ionisation. Die Ionisationsenergie liegt im Bereich von 4 bis 25 eV.

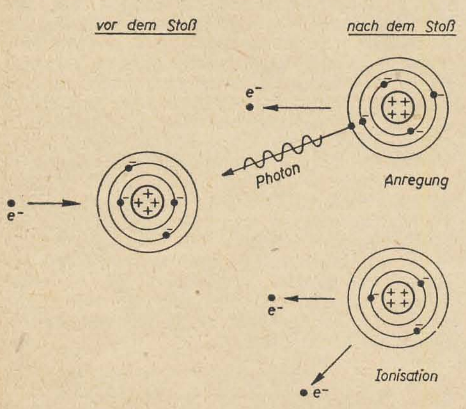


Bild 1: Anregung und Ionisation von Atomen

Kernaufbau und Radioaktivität

Allgemeine Beobachtungen

Die Radioaktivität ist zuerst von Becquerel (1896) am Uran festgestellt worden und kann z. B. dadurch nachgewiesen werden, daß man ein Stück Uranerz auf eine in schwarzes Papier gewickelte Fotoplatte legt. Es tritt an der Auflagestelle eine intensive Schwärzung ein. Die vom Präparat ausgehende Strahlung muß also lichtähnliche Eigenschaften haben, da sie eine Fotoplatte schwärzt, ohne sichtbar zu sein. Über den Charakter der ausgesandten Gesamtstrahlung erfährt man mehr durch einen Versuch nach Bild 2. Ein punktförmiges Uranstück strahle in den Raum. Senkrecht zur Zeichenebene wirke ein Magnetfeld. Stellt man im Halbkreis um das Präparat ein Blatt Fotopapier auf und blendet durch eine dicke Bleiabsorberschicht ein enges Bündel der Gesamtstrahlung aus, so beobachtet man, daß hinter der Blende der Strahl aufgefächert wird. Aus der Ablenkungsrichtung kann man sofort schließen, daß es sich um positive und negative Teilchen handelt, sowie um eine nicht beeinflußte neutrale Strahlung, die sich auf Grund anderer Versuche als eine überharte Röntgenstrahlung (γ-Strahlung) mit Wellenlängen zwischen 10^{-8} bis 10^{-10} cm erweist. Versuche, die das Ziel hatten, die Ladung e und die Masse m jedes Teilchens einer Strahlenart zu bestimmen, zeigten, daß es sich bei der α-Strahlung um doppelt positiv geladene Heliumionen, also Heliumkerne (Bild 3) handelt. Der Urankern $^{238}_{92}U$ zerfällt in einen Urankern $^{234}_{90}U$ und einen Heliumkern $^{4}_{2}He$ gemäß Gleichung (1).

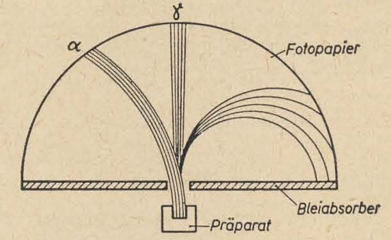


Bild 2: Strahlenkomponenten eines radioaktiven Mischstrahlers

$$^{238}_{92}U = {}^{234}_{90}U + {}^{4}_{2}He. \qquad (1)$$

Da das Heliumion nicht aus der Elektronenhülle des Atoms stammen kann, muß es sich bei dem erwähnten Vorgang um einen Kernzerfall handeln.

Kernaufbau

Der Atomkern ist offensichtlich kein gleichförmiges Gebilde, sondern seinerseits aus Bausteinen zusammengesetzt. Im einfachsten Fall, dem Wasserstoff, besteht der Kern aus einem einzigen Elementarteilchen, das positiv geladen ist und praktisch die Masse eines H-Atoms besitzt, dem Proton (Bild 3). Bei allen anderen Elementen besitzt der Kern außer den Protonen Z auch noch Neutronen N, wobei die Summe N+Z die Massenzahl m ergibt. Neutronen sind neutrale Teilchen mit annähernd der Protonenmasse. Protonen und Neutronen sind im Kern nicht völlig stabil, sondern besitzen eine gewisse Umwandlungsfähigkeit ineinander, wobei Elektronen, Positronen (positive Elementarladungen mit der Masse des Elektrons), Neutrinos (neutrale Teilchen mit der Ruhemasse[2]) 0, die sich mit Lichtgeschwindigkeit bewegen), Mesonen (positiv oder negativ geladene Teilchen mit 100 bis 300facher Elektronenmasse) und Neutrettos (neutrale Teilchen mit der Mesonenmasse) auftreten können (vgl. Tabelle 2). Der direkte experimentelle Nachweis der Neutrettos ist noch nicht gelungen, jedoch muß ihre Existenz als ziemlich wahrscheinlich angenommen werden, um einige Experimente deuten zu können.

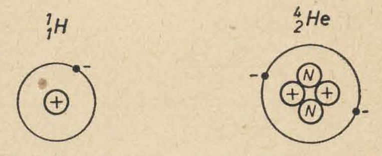


Bild 3: Aufbau eines Wasserstoff- und eines Heliumatoms

Kernzerfall und natürliche Radioaktivität

Der aus $^{238}_{92}U$ folgende Kern $^{234}_{90}U$ ist ebenfalls nicht stabil, sondern zerfällt weiter unter Aussendung von β- und γ-Strahlen in $^{234}_{91}U$, dieser mit β-γ-Strahlung in $^{234}_{92}U$ usw. Es entsteht die sogenannte Uran—Radium-Reihe, die schließlich beim stabilen Blei endet, wobei stets in einem mit $^{238}_{92}U$ beginnenden Präparat alle Folgeisotope vorhanden sind, wenn auch verschieden häufig. Ein derartiges Präparat strahlt ein Gemisch von verschieden energiereichen α-β-γ-Strahlen aus (Bild 2). Außer der Uran—Radium-Reihe existieren noch die Uran—Aktinium-Reihe und die Thorium-Reihe sowie das Isotop

[1]) 1 eV = Energie, die ein Elektron besitzt, wenn es eine Spannung von 1 V durchlaufen hat. 1 KeV $= 10^{3}$ eV; 1 MeV $= 10^{6}$ eV.

[2]) Wird ein Körper nahezu mit Lichtgeschwindigkeit bewegt, so nimmt seine Masse beträchtlich zu. Die Ruhemasse ist die Masse des ruhend gedachten Teilchens, die praktisch mit der bei relativ kleinen Geschwindigkeiten identisch ist (bis etwa 10^{4} kms^{-1}). $v_{Licht} = 3 \cdot 10^{5}$ kms^{-1}.

[3]) $e = 1{,}602 \cdot 10^{-19}$ As.

Tabelle 2: Eigenschaften von Elementarteilchen

Name	Abkürzung	Ruhemasse (g)	Atomgewicht (ME)	Ladung
Elektron	e^-, β^-	$m_e = 9{,}106 \cdot 10^{-28} = \frac{1}{1836} \cdot m_p$	$A_e = 5{,}49 \cdot 10^{-4}$	$-$ e[3])
Positron	e^+, β^+	m_e	A_e	+ e
Proton	$^{1}_{1}p$, $^{1}_{1}H$	$m_p = 1{,}673 \cdot 10^{-24}$	$A_p = 1{,}0076$	+ e
Neutron	$^{1}_{0}n$	$m_n = 1{,}675 \cdot 10^{-24}$	$A_n = 1{,}0089$	0
Neutrino	n*	0	0	0
Meson	ε^+, ε^-	$m_\varepsilon = 100$ bis $300\, m_e$	?	± e
Neutretto	ε°	m_ε	?	0

$^{40}_{19}$Kalium und einige seltenere Isotope als natürliche radioaktive Strahler auf der Erde. Der Mechanismus der Zerfallsarten läuft etwa in folgender Weise ab:

α-Zerfall

Das α-Teilchen, also der He-Kern, ist von allen kleineren Kerneinheiten, die aus Neutronen und Protonen zusammengesetzt sind, die stabilste Anordnung. Beim Zusammenfügen von zwei Protonen und zwei Neutronen zu einem α-Teilchen entsteht eine Energie von 28 MeV (Bindungsenergie von $^{4}_{2}$He). Bei Kernen mit einer Massenzahl > 210 beträgt aber die Energie, die notwendig ist, um ein Neutron oder Proton vom Kern abzutrennen, nur etwa 5,3 MeV. Verläßt also ein α-Teilchen den Kern, so werden demnach $4 \cdot 5{,}3 \approx 21$ MeV von den 28 MeV verbraucht, so daß die Energiedifferenz (7 MeV) positiv ist. Der α-Zerfall kann daher bei diesen schweren Kernen auftreten, wobei das α-Teilchen mit einer Bewegungsenergie bis zu den übriggebliebenen 7 MeV herausgeschleudert werden kann. Die Frage, warum die Häufigkeit einer solchen Emission u. U. recht gering ist (große Halbwertszeit), kann an dieser Stelle nicht erörtert werden.

β-Zerfall

Die β-Teilchen treten mit sehr unterschiedlicher Energie aus dem Kern aus, wobei eine häufigste Energie E_h bevorzugt wird (Bild 4). Als Faustregel gilt etwa $E_h = E_{max}/3$. Die Tatsache, daß praktisch alle Energien zwischen 0 und E_{max} auftreten können, hat lange Zeit die Klärung des Vorgangs erschwert. Nach der heutigen Ansicht verläuft der β-Zerfall in einfacher Darstellung folgendermaßen (Bild 5): Ein Neutron wandelt sich in ein Proton um, wobei ein Elektron und ein Neutrino entstehen. Beide zusammen nehmen die freiwerdende Zerfallsenergie des Kerns auf, die gleich E_{max} ist. Entsteht also z. B. ein Elektron mit der Energie 1/3 E_{max}, so wird zugleich damit ein Neutrino mit 2/3 E_{max} ausgestrahlt. Die Elektronengeschwindigkeit erreicht beträchtliche Werte; z. B. haben die mit 0,1 MeV emittierten Elektronen eine Geschwindigkeit von 150000 kms^{-1} = 0,5 v_{Licht} und die

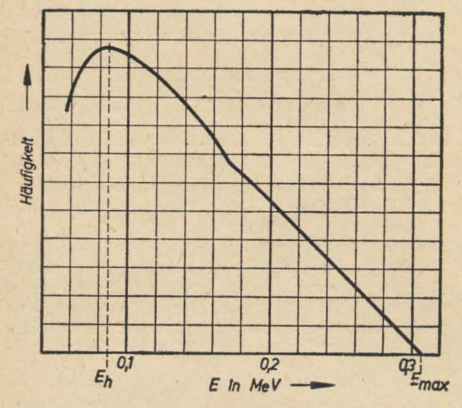


Bild 4: β-Spektrum von $^{60}_{27}$Co

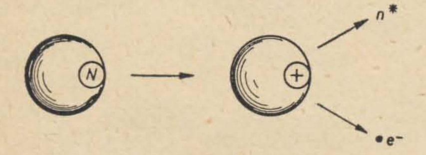


Bild 5: β-Zerfall

1 MeV-Elektronen eine Geschwindigkeit von 0,94 · v_{Licht}. Tritt statt der β-Strahlung eine Positronenstrahlung auf, so verläuft der Vorgang analog: Ein Proton wandelt sich in ein Neutron um, wobei ein Positron und wieder ein Neutrino entstehen.

Emittierte γ-Strahlung

Genauso wie das Atom Anregungszustände besitzt, die man sich etwa durch auf äußere Bahnen angehobene Elektronen versinnbildlichen kann, so besitzt auch der Kern Anregungszustände, die er beispielsweise nach der erfolgten Emission eines α- oder β-Teilchens annehmen kann. In diesen Zuständen, die sich nicht durch ein vergleichbares Bild darstellen lassen, verbleibt der Kern entweder nur eine beschränkte Zeit (etwa 10^{-13} s) und kehrt dann sofort in den neuen Grundzustand zurück oder die Rückkehr in den Grundzustand geht verzögert vor sich und dauert dann 10^{-8} s und mehr. Während der Rückkehr in den Grundzustand sendet er eine elektromagnetische Wellenstrahlung aus, die jedoch wegen der wesentlich höheren Anregungsenergien der Kerne nicht mehr im sichtbaren, ultravioletten oder Röntgenbereich liegt, sondern die erwähnte ultraharte Röntgen- oder γ-Strahlung ist. Auf dem Wege durch die Elektronenhülle können Elektronen aus ihren Bahnen oder überhaupt aus dem Atomverband herausgeworfen werden (sekundäre Elektronen), so daß die γ-Strahlung immer mit einer Elektronenstrahlung verknüpft ist.

Zerfallsgesetze und Aktivität

Da der Zerfall eines Kerns völlig unabhängig vom Zerfall eines anderen erfolgt, verlassen die emittierten Elementarteilchen das Präparat nicht in gleichen Abständen, sondern willkürlich. Man sagt, die Zerfallsakte seien „statistisch in der Zeit verteilt". Trotzdem kann man eine mittlere Zerfallszahl pro Sekunde (Zerfallsrate) angeben, und es existieren exakte Gesetze, die festlegen, mit welcher Wahrscheinlichkeit zwei Kerne in einem bestimmten Zeitabstand zerfallen, wenn über größere Zeitabschnitte eine mittlere Zerfallsrate festgestellt wurde. Für die Zahl der noch zerfallsfähigen Atome gilt ein exponentelles Abnahmegesetz:

$$N = N_0 \cdot e^{-\lambda \cdot t}, \qquad (2)$$

wobei

N = Zahl der noch zerfallsfähigen Atome,
N_0 = Zahl der zerfallsfähigen Atome zu Beginn
λ = Zerfallskonstante

und

$$T_{1/2} = \frac{\ln 2}{\lambda}. \qquad (3)$$

$T_{1/2}$ heißt die Halbwertszeit des Isotops und gibt an, in welcher Zeit die Zahl der zerfallsfähigen Atome auf die Hälfte ihres Anfangswertes zurückgegangen ist. Sie ist eine bei allen Anwendungen wichtige Größe. Zum Beispiel ist für $^{238}_{92}$U $T_{1/2} = 4{,}5 \cdot 10^4$ Jahre, für $^{226}_{88}$Ra (Radium) $T_{1/2} = 1590$ Jahre (vgl. auch Tabelle 3).
Nach $7 \cdot T_{1/2}$ beträgt somit die Aktivität nur noch 1%, nach $10 \cdot T_{1/2}$ rund 1‰ ihres Anfangswertes. Die Aktivität eines Strahlers ist die Zahl der pro Zeiteinheit zerfallenden Atome $N \cdot \lambda$. Sie wird in Curie gemessen, wobei 1 Curie (1 C) ungefähr die Zahl der pro Sekunde stattfindenden α-Zerfälle eines Gramms Radium ist.

$$1\ \mathrm{C} = 3{,}7 \cdot 10^{10}\ \text{Zerfälle}\ \mathrm{s}^{-1}. \qquad (4)$$

Bei technischen Anwendungen werden Aktivitäten von Millicurie (mC) bis 1 C und mehr benötigt, während es in der medizinischen Bestrahlungstherapie mC-Aktivitäten sind. Nach einer gewissen Anlaufzeit zerfallen von jedem radioaktiven Folgeprodukt genausoviel Atome wie vom Mutterprodukt, d. h. die Aktivitäten der einzelnen Folgeprodukte sind gleich, also ist

$$N_1 \cdot \lambda_1 = N_2 \cdot \lambda_2 = N_3 \cdot \lambda_3 = \ldots = N_n \cdot \lambda_n. \qquad (5)$$

Hieraus folgt mit Gleichung (3)

$$\frac{N_1 \cdot \ln 2}{(T_{1/2})_1} = \frac{N_2 \cdot \ln 2}{(T_{1/2})_2} = \frac{N_3 \cdot \ln 2}{(T_{1/2})_3} = \ldots = \frac{N_n \cdot \ln 2}{(T_{1/2})_n} \qquad (6)$$

Radioaktive Isotope mit großer Halbwertszeit sind in einer Zerfallskette in größerer Anzahl vorhanden als die schnell zerfallenden.

Künstliche Radioaktivität

Es lag nahe, nicht nur den aktiven Zerfall eines Kerns zu untersuchen, sondern umgekehrt, auch die Vorgänge beim Eindringen eines Elementarteilchens in den Kern zu beobachten. Der erste erfolgreiche Versuch wurde von Rutherford (1919) durchgeführt, der Stickstoff mit α-Teilchen beschoß, wodurch ein Sauerstoffisotop und ein Proton entstand.

$$^{14}_{7}\mathrm{N} + {}^{4}_{2}\mathrm{He} = {}^{17}_{8}\mathrm{O} + {}^{1}_{1}\mathrm{H}. \qquad (7)$$

Diese erste Atomumwandlung führte zu einem stabilen Folgekern, während es Curie und Joliot 1934 erstmals gelang, durch α-Beschuß von Aluminium einen künstlich radioaktiven Folgekern herzustellen, das Phosphorisotop $^{30}_{15}$P:

$$^{27}_{13}\mathrm{Al} + {}^{4}_{2}\alpha = {}^{30}_{15}\mathrm{P} + \beta^{+}. \qquad (8)$$

Dieser Kern sendet Positronen aus. Ähnliche Vorgänge (Kernreaktionen) kann man auch mit Neutronen-, Protonen- und γ-Quantenbeschuß durchführen. In den Kernreaktoren entsteht z. B. durch Kernspaltung (ein schwerer Kern wird in zwei mittelschwere zerlegt) ein beträchtlicher Neutronenfluß, den man zur Erzeugung künstlicher radioaktiver Isotope benutzt. Man bringt in den Neutronenfluß ein geeignetes Präparat, das durch den Neutronenbeschuß in ein radioaktives umgewandelt wird. Die künstlichen radioaktiven Isotope werden somit zu einem „Nebenprodukt" des arbeitenden Reaktors. Eine andere Erzeugungsmöglichkeit ist durch die großen Teilchenbeschleuniger (Zyklotron, Synchrozyklotron, Synchrophasotron) gegeben. In diesen werden Protonen, α-Teilchen oder andere positive Ionen auf einer Kreisbahn in einem Magnetfeld zum Umlaufen gezwungen und erfahren bei jedem Umlauf einen gewissen Energiezuwachs, so daß ihre Endenergie beträchtliche Werte annehmen kann. In dem in der Sowjetunion im Bau befindlichen Beschleuniger sollen Protonen eine Energie von 10 Milliarden eV erhalten. Fallen diese energiereichen Teilchen auf einen Präparatträger (target), so lösen sie ebenfalls Kernreaktionen aus, die zu radioaktiven Isotopen führen können. Die allgemeine Anwendung der natürlichen radioaktiven Strahler blieb auf medizinische Bestrahlungs- und technische Durchstrahlungsaufgaben beschränkt, was im wesentlichen auf das Strahlengemisch der stets vorhandenen aktiven Folgeprodukte und die geringe Anzahl wichtiger Verbindungen mit natürlichen Radioelementen zurückzuführen ist. Da heute eine große Zahl radioaktiver Isotope vorliegt (etwa 800), werden bereits chemische Verbindungen hergestellt, die radioaktiv gekennzeichnet sind und entweder als Indikator oder als Beeinflussungsursache dienen können. Tabelle 3 enthält einige wichtige Isotope mit ihren Strahlungseigenschaften. Alle am Beispiel des Uranzerfalls erläuterten Tatsachen gelten sinngemäß auch für künstliche Radioisotope, und es besteht kein grundsätzlicher Unterschied zwischen ihnen und den natürlichen. Alle künstlichen radioaktiven Isotope haben nach der Entstehung der Erde einmal auf dieser existiert, nur sind ihre Halbwertszeiten relativ so klein, daß alle natürlichen Vorkommen zerfallen sind und nicht mehr aufgefunden werden.

Wechselwirkung mit Materie

Jede Meßanordnung mit radioaktiven Präparaten besteht nach Bild 6 grundsätzlich aus drei Elementen: 1. dem Präparat, 2. einem Absorber, 3. einem Detektor. Der Absorber kann absichtlich in den Strahlengang gebracht werden, z. B. als ein zu durchstrahlendes Objekt oder er kann zufällig vorhanden sein (Luftstrecke zwischen Präparat und Detektor). Gleichfalls kann der Absorber unabhängig vom Detektor sein (Luft-

Tabelle 3: Wichtige künstliche radioaktive Isotope

Element	Isotop	Halbwertszeit	Zerfallsart	$(E_{max})\beta$ (MeV)	E_γ (MeV)
Kohlenstoff	$^{14}_{6}$C	5589 Jhr.	β^-	0,155	—
Natrium	$^{24}_{11}$Na	15,04 Std.	β^-	1,390	2,755 1,380
Phosphor	$^{32}_{15}$P	14,07 Tg.	β^-	1,689	—
Schwefel	$^{35}_{16}$S	88 Tg.	β^-	0,1670	—
Kobalt	$^{60}_{27}$Co	5,26 Jhr.	β^-	0,318	1,332 1,172

strecke), zu ihm gehören (Strahleneintrittsfenster) oder der Detektor kann ein wesentlicher Teil des Absorbers selbst sein. Alle vom Präparat ausgestrahlten Teilchen und Quanten werden entweder gestreut, gebremst oder absorbiert bzw. sie lösen die oben erläuterten Kernreaktionen aus.

Wechselwirkung von Teilchen mit Materie

Streuung

Als Streuung bezeichnet man die in Bild 6 angedeutete Auffächerung eines Strahlenbündels. Bei jedem Zusammenstoß zweier Teilchen wird ihre Geschwindigkeit nach Größe und Richtung geändert. Der Verlust an Bewegungsenergie des stoßenden kann vollkommen in die Zunahme der Bewegungsenergie des gestoßenen Teilchens umgewandelt werden, wie es bei Streuvorgängen in der Hauptsache der Fall ist. Durch mehrmalige Zusammenstöße kann eine Umkehr der Bewegungsrichtung des einfallenden Teilchens erfolgen (Rückstreuung) (siehe Bild 6). Mit wachsender Absorberdicke nimmt die Zahl der rückgestreuten Teilchen zunächst bis zu einer Maximaldicke zu, um dann konstant zu bleiben. Unterhalb dieser Dicke kann die Zahl der rückgestreuten Teilchen deshalb ein Maß für die Absorberdicke sein. Man wendet dieses Verfahren daher zur Folienmessung an. Zum Beispiel ist bei Verwendung von Phosphor 32 die maximale Rückstreudicke von Aluminium 0,7 mm.

Bremsung

Die Bremsung wird mikroskopisch hinter dem Absorber als eine Verminderung der Teilchengeschwindigkeit festgestellt. Dabei tritt bei den α-Strahlen, die ursprünglich nahezu die gleiche Startgeschwindigkeit besitzen, eine Streuung der Geschwindigkeit um einen Mittelwert ein.

Absorption

Da alle Elementarteilchen durch die Bremsung eine Geschwindigkeitsstreuung erhalten, tritt Absorption nicht in der Weise ein, daß etwa alle Teilchen einen Absorber durchdringen, solange seine Dicke kleiner als die Reichweite der Teilchen im Absorber ist, sondern die energieschwächeren Teilchen werden „ausgefiltert". Es gilt mit guter Näherung ein Exponentialgesetz

$$N = N_0 \cdot e^{-\mu d} \qquad (9)$$

wobei

N = Zahl der Teilchen hinter dem Absorber
N_0 = Zahl der Teilchen vor dem Absorber
μ = Absorptionskoeffizient
d = Absorberdicke.

Bei Berücksichtigung verschiedener Materialien ergäbe dies im N-d-Diagramm eine Kurvenschar. Zur Angabe von Totalabsorptionsdicken z. B. wäre es jedoch unbefriedigend, 1 cm Pb oder 3 cm Al angeben zu müssen. Da die Absorption annähernd der Dichte des Absorbermaterials proportional ist, schreibt man Gleichung (9) besser:

$$N = N_0 \cdot e^{-\frac{\mu}{\varrho} \cdot \varrho \cdot d} = N_0 \cdot e^{-\mu^* \cdot d^*} \qquad (10)$$

wobei

ϱ = Dichte des Absorbers in $g \cdot cm^{-3}$
μ^* = Massenschwächungskoeffizient in $cm^2 \cdot g^{-1}$
α^* = Flächengewicht in $cm^2 \cdot g^{-1}$

Durch die Angabe, daß z. B. für P 32 die maximale Reichweite 800 $mg \cdot cm^{-2}$ beträgt, kann man sofort durch Division mit der Dichte eines Absorbers errechnen, daß dies 0,7 mm Pb oder 3 mm Al sein müssen ($\varrho_{Pb} = 11{,}34\ gcm^{-3}$, $\varrho_{Al} = 2{,}7\ gcm^{-3}$). Der Massenschwächungskoeffizient hängt vom jeweiligen Strahler, nämlich der Energie der ausgestrahlten Teilchen ab. Mit brauchbarer Näherung gilt für β-Teilchen

$$\frac{\mu}{\varrho} = \frac{22}{1{,}33 \cdot E_{max}} \qquad (11)$$

während ihre Reichweiten aus der Gleichung

$$R = 0{,}543\ E_{max} - 0{,}160 \text{ in } g \cdot cm^{-2}, \qquad (12)$$

wobei

E_{max} = Maximal-Energie des β-Spektrums in MeV,

errechnet werden können.

Ionisation und Sekundäreffekte

Bremsung und Absorption haben eine gemeinsame Ursache. Im Gegensatz zur Streuung ist hier der Energieverlust des stoßenden Teilchens größer, als der Gewinn an Bewegungsenergie des gestoßenen. Der Unterschied wird zur Anregung eines Atoms mit nachfolgender Photonenausstrahlung oder gar zur Abtrennung eines Elektrons vom Atom oder Molekül des Absorbers benötigt. Im ersten Fall sind mindestens etwa 1 bis 20 eV, im letzten Fall 5 bis 25 eV erforderlich. Wenn auch nur jeder tausendste bis zehntausendste Stoß eines Elektrons von einigen hundert KeV in Gasen z. B. zu einer Anregung führt und die doppelte bis fünffache Zahl von Stößen zur Ionisation notwendig ist, so ist der Energieverlust trotzdem beträchtlich und bewirkt, daß die Reichweite von α-Strahlen mit einer Bewegungsenergie von 5 MeV in Luft unter Normalbedingungen etwa 3,5 cm ist, während gleichharte β-Strahlen immerhin noch 22 m zurücklegen. Kennzeichnend für die ionisierende Eigenschaft eines Teilchens, die in verschiedenen Meßverfahren Verwendung findet, ist die Zahl der Elektronen pro cm Weglänge, die das eingestrahlte Teilchen (Elektron) selbst ionisiert (Differentielle primäre Ionisation s_{pr}). Sie hängt von der Energie der Teilchen gemäß Bild 7 ab. Da aber die vom eingestrahlten Primärelektron erzeugten Sekundärelektronen ebenfalls zu ionisieren vermögen, ist die Gesamtzahl der ionisierten Elektronen pro cm Weglänge (differentielle Gesamtionisation S_{ges}) bedeutend größer (Bilder 8 und 9). Der Unterschied zwischen α- und β-Strahlung ist so beträchtlich, daß man die differentielle Gesamtionisation für α-Strahlen nicht mehr in Bild 8 bei gleichem Maßstab darstellen könnte. Außerdem ist beim praktischen Arbeiten mit α-Strahlen die im Bild 9 gewählte Darstellung der Gesamtionisation als Funktion des Abstandes vom Reichweitenende günstiger. Treffen Teilchenstrahlen auf feste Körper, so treten zusätzlich zu den reflektierten Teilchen Sekundärelektronen aus, deren Energie bei β-Beschuß kleiner als 100 eV ist. Bei α-Teilchen mit einer Energie größer als 1 MeV werden je α-Teilchen etwa 10 bis 30 Sekundärelektronen erzeugt. Für β-Teilchen ist die Ausbeute wesentlich niedriger und hängt stark vom Material und dessen Oberflächenbeschaffenheit ab.

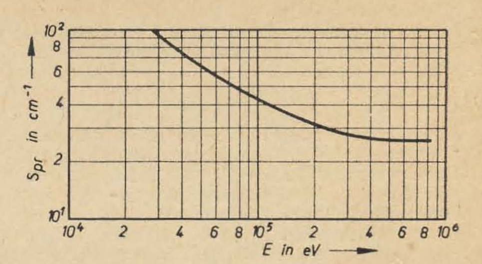


Bild 7: Differentielle primäre Ionisation S_{pr} für Elektronen in Sauerstoff bei 15° C und 760 mm Hg

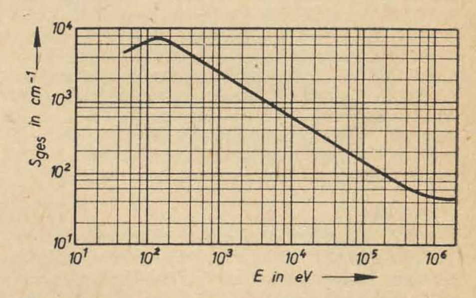


Bild 8: Differentielle Gesamtionisation S_{ges} für Elektronen in Luft bei 15° C und 760 mm Hg

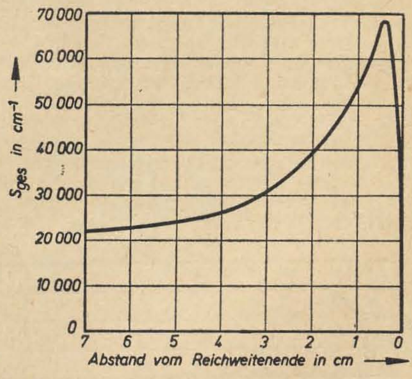


Bild 9: Differentielle Gesamtionisation S_{ges} für α-Strahlen von Polonium 214 (RaC') in Luft bei 15° C und 760 mm Hg (Braggsche Kurve)

Wechselwirkung von Photonen[2]) mit Materie

Auch für Photonen gilt ein exponentielles Absorptionsgesetz:

$$I = I_0 \cdot e^{-\mu \cdot d} \qquad (13)$$

wobei

I = Intensität hinter dem Absorber,
I_0 = Intensität vor dem Absorber,
d = Absorberdicke und
μ = Absorptionskoeffizient.

Der Absorptionskoeffizient setzt sich aus mehreren Anteilen zusammen (Bild 10):

$$\mu = \tau + \sigma + \varkappa \qquad (14)$$

wobei

τ = Absorptionskoeffizient für Fotoeffekt,
σ = Absorptionskoeffizient für Comptonstreuung,
$\varkappa$ = Absorptionskoeffizient für Paarbildung.

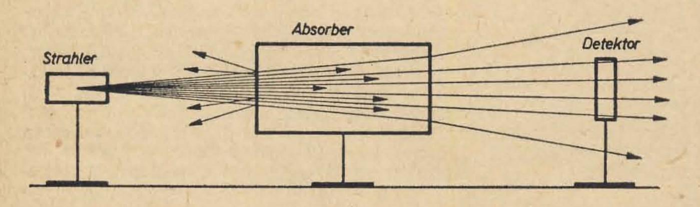


Bild 6: Grundsätzliche Meßanordnung bei Arbeiten mit radioaktiven Präparaten

Tabelle 4: Reichweiten der β-Strahlen radioaktiver Isotope

Isotop	Massenschwäch. Koeffiz. μ^* ($cm^2 \cdot g^{-1}$)	Reichweite R ($mg \cdot cm^{-2}$)	Reichweiten in Luft[1]) (cm)	Blei (mm)	Aluminium (mm)
$^{14}_{6}C$	261	25	19	$2{,}2 \cdot 10^{-2}$	$9{,}6 \cdot 10^{-2}$
$^{24}_{11}Na$	8,1	550	427	0,49	2,1
$^{32}_{15}P$	5,3	800	620	0,71	3,1
$^{35}_{16}S$	211	32	25	$2{,}3 \cdot 10^{-2}$	0,13
$^{60}_{27}Co$	79	80	62	$7{,}1 \cdot 10^{-2}$	0,31

[1])Unter Normalbedingungen.

[2]) Entgegen unseren sonstigen Gepflogenheiten betreffs Modernisierung der Rechtschreibung haben wir „Photon" noch nicht mit F geschrieben, da in der Literatur die herkömmliche Schreibweise mit Ph noch fast ausschließlich in Gebrauch ist.

Fotoeffekt

τ ist ein Maß für den Verlust durch den Fotoeffekt. Bei diesem Vorgang wird ein Photon vollkommen absorbiert und ein Elektron befreit. Dies kann an festen und flüssigen Stoffen oder in Gasen erfolgen. Im ersten Fall ist dazu vom Photon die Abtrennarbeit für das Elektron aufzubringen (um 5 eV), im zweiten Fall die etwas höhere Ionisationsenergie (5 bis 25 eV). Die Differenz zwischen der Photonenenergie und der jeweils notwendigen Abtrennarbeit erhält das Elektron als Bewegungsenergie. Da τ proportional Z^4 (Z = Kernladungszahl) ist, ist beim Blei der Anteil des Fotoeffektes zur Gesamtabsorption noch für Energien um 2 MeV bemerkbar, während er beim Aluminium nur unterhalb 0,1 MeV wirksam ist (Tabelle 5).

Comptonstreuung

Trifft ein Photon auf ein locker gebundenes Elektron, so kann das Photon am Elektron gestreut werden. Photon und Elektron ändern ihre Bewegungsrichtung und das Photon verliert an Energie, während das Elektron Energie gewinnt (Bild 11). Mit der Abnahme der Photonenenergie sinkt die Frequenz des mit dem Photon verknüpften elektromagnetischen Wellenzuges, d. h. die Strahlung wird langwelliger nach der Streuung. Die Frequenz nach der Streuung hängt nicht von der Photonenenergie vor der Streuung ab, sondern nur von dem Winkel, in dem das Photon abgelenkt wird. Die Comptonstreuung ist der Kernladungszahl Z proportional. Das Gebiet ihrer stärksten Wirksamkeit in Blei und Aluminium enthält Tabelle 5.

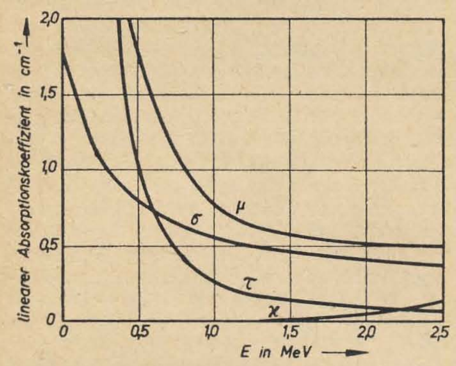


Bild 10: γ-Absorptionskoeffizient μ für Blei

Paarbildung

Sehr harte γ-Strahlen mit einer Energie oberhalb 1 MeV können dadurch absorbiert werden, daß das Photon in ein Elektron und ein Pasitron zerfällt. Der Vorgang muß sich in der Nähe eines Kernes abspielen. H ist Z^2 proportional. Der Vorgang verläuft auch in umgekehrter Richtung: Das Positron vereinigt sich mit einem Elektron, und es entsteht eine sehr harte γ-Strahlung, die auch als „Vernichtungsstrahlung" bezeichnet wird.

Ionisation und Anregung durch Teilchen- und Wellenstrahlung bzw. Kernprozesse sind die Grundlagen der verschiedenen Nachweisverfahren, die das weite Feld wissenschaftlicher Untersuchungen und technischer Anwendungen der Kernphysik erschließen.

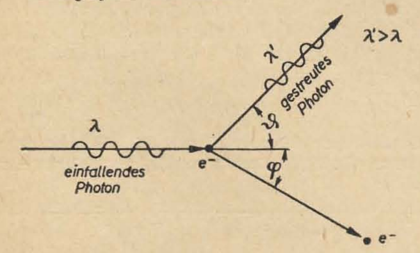


Bild 11: Compton-Streuung

Empfehlenswerte Literatur

E. W. Schpolski: Atomphysik Bd. I und II, Deutscher Verlag der Wissenschaften.

Broda/Schönfeld: Die technischen Anwendungen der Radioaktivität, VEB Verlag Technik Berlin und Porta-Verlag, München, 1956.

Große Sowjet-Enzyklopädie, Reihe Mathematik, Physik und Astronomie, Heft 8: Atomkern, Atomenergie.

Tabelle 5: Wirksame Energiebereiche der drei γ-Absorptionsarten

Absorber	Fotoeffekt	Comptonstreuung	Paarbildung
Aluminium	0 bis 0,1 MeV	0,1 bis $>$ 10 MeV	$>$ 4 MeV
Blei	0 bis 2 MeV	0,5 bis 10 MeV	$>$ 2 MeV

Anmerkung der Redaktion:

Die mit diesem Aufsatz begonnene Artikelreihe wird sich in der weiteren Folge mit den verschiedenen Strahlendetektoren (Geiger-Müller-Zählrohr usw.) befassen, um dann auf die Anwendungsmöglichkeiten radioaktiver Isotope in Industrie, Wissenschaft und Forschung einzugehen. Schon ein oberflächlicher Rundgang durch die Hallen der Technischen Messe (siehe unseren Messebericht in Heft 7 unserer Zeitschrift) zeigte, daß man sich in allen Teilen der Welt mit diesen relativ neuen technischen Möglichkeiten eingehend beschäftigt. Durch den Bau eines ersten Atomkraftwerkes in der DDR, der noch in diesem Fünfjahrplan beendet werden soll, werden uns radioaktive Stoffe in größeren Mengen zur Verfügung stehen, so daß die auch von Betrieben und Instituten der DDR gezeigten Entwicklungsmuster der verschiedenen Meßgeräte keine „Wunschentwicklungen" sind, sondern Vorarbeiten für eine bald notwendige Praxis.

Der Elektroniker wird nicht umhin können, sich mit den Grundlagen des Atomaufbaus und der radioaktiven Strahlung eingehend vertraut zu machen. Schon in wenigen Jahren werden elektronische Meßmethoden mit Hilfe von strahlenden Isotopen zur üblichen Ausrüstung der verschiedensten Produktionszweige gehören. Dann ist es für den, der sich bereits mit der neuen Materie vertraut gemacht hat, leicht möglich, „einzusteigen", und er hat die Chance, von Anfang an mit dabeizusein und zu dem Stamm von Fachleuten zu gehören, auf den man sich immer bei der Herausbildung neuer Richtungen in der Entwicklung der Technik stützen wird und stützen muß.

Ein elektrostatischer Breitbandlautsprecher

Auf der Tontechnischen Messe im April 1956 in London wurde von der Firma Acoustical Manufacturing & Co. ein vom Direktor dieser Firma, Herrn P. J. Walker, entwickelter elektrostatischer Lautsprecher vorgeführt, der einen Frequenzbereich von 40 Hz bis über 15 kHz bei -1 dB Abweichung aufweist. Der Lautsprecher befindet sich bereits in der Fabrikation.

Im folgenden soll nun der Unterschied zwischen den bisherigen elektrostatischen Lautsprechern, die nur für die Wiedergabe hoher Frequenzen geeignet waren, und diesem Lautsprecher dargelegt werden.

Beide Lautsprecherarten sind auf dem elektrostatischen Prinzip aufgebaut, d. h. zwischen zwei feststehenden durchlöcherten Elektroden (Platten) bewegt sich eine leitende Membrane, die durch eine elastische Aufhängung gehalten wird und somit in Ruhestellung die Mitte zwischen den beiden Elektroden einnimmt. Die beiden feststehenden Platten werden z. B. über einen Übertrager an die NF-Spannung gelegt, während die Membrane an den positiven Pol einer Gleichspannungsquelle und deren negativer Pol an eine Mittelanzapfung des Übertragers gelegt wird.

Im Takte der NF hat einmal die eine und einmal die andere Platte ein gegenüber der Membrane negatives Potential, so daß die Membrane abwechselnd von beiden feststehenden Platten, je nach der NF-Spannung, mehr oder weniger angezogen, also in hörbare NF-Schwingungen versetzt wird.

Der Unterschied der beiden Lautsprecherarten liegt nun darin, daß die Membrane der bisherigen Typen direkt mit einer Gleichspannungsquelle mit geringem Innenwiderstand verbunden war, während die Membrane des Walkerschen Lautsprechers über einen sehr hohen Widerstand (einige hundert MΩ) mit der Gleichspannungsquelle verbunden ist.

Während sich im ersten Fall die Ladung der Membrane entsprechend ihrer Lage verändern konnte, so hat im zweiten Fall die langsam aufgenommene Ladung wegen der hohen Zeitkonstante nicht mehr die Zeit, sich während einer verhältnismäßig raschen Verlagerung der Membrane zu verändern. Die Ladung bleibt also im zweiten Fall annähernd konstant.

Untersuchen wir nun in beiden Fällen die elektrostatische Anziehungskraft, so zeigt sich, daß im ersten Fall die Kraft k nicht mit der NF-Spannung linear verläuft:

$$k = \frac{1}{2}\,\varepsilon_0 \cdot F\left[\left(\frac{U+u}{d-x}\right)^2 - \left(\frac{U-u}{d+x}\right)^2\right]$$

wobei ε_0 = Dielektrizitätskonstante von Luft,
F = Fläche der Platten,
U = an die Membrane gelegte Gleichspannung,
u = augenblickliche NF-Spannung,
d = halber Abstand der beiden feststehenden Platten voneinander,
x = augenblickliche Verlagerung infolge der angelegten NF-Spannung u.

Im Falle der konstanten Ladung hingegen ist

$$k = \varepsilon_0 \frac{F}{d^2}\,U \cdot u,$$

welches eine lineare Funktion der NF-Spannung darstellt.

Hieraus resultiert die Tatsache, daß nur im zweiten Fall die Auslenkamplitude stets proportional zur NF-Spannung bleibt und Verzerrungen auch im tiefen NF-Bereich vermieden werden. Bei hohen Tonfrequenzen liegen im ersten Fall die die Verzerrungen verursachenden Oberwellen nicht mehr im hörbaren Frequenzbereich, woraus sich ergibt, daß hohe Tonfrequenzen auch im ersten Fall unverzerrt gehört werden.

Ein Nachteil dieses Walkerschen Lautsprechers ist die stark kapazitive Belastung für den Verstärker und der geringe Wirkungsgrad von 3 % gegenüber 5 % bei Schwingspulsystemen. Der Lautsprecher enthält einen hinauftransformierenden Übertrager mit einer Eingangsimpedanz von 15 Ω. Vorteilig wirkt sich dagegen der Umstand aus, daß bei einer dünnen Membrane mit bedeutenden Abmessungen aber äußerst geringem Gewicht die Trägheit im Gegensatz zum elektrodynamischen Lautsprecher praktisch vernachlässigbar klein wird.

Mit eingebauter Polarisationsspannungsquelle (Netztrafo und Hochspannungsgleichrichter) betragen die Abmessungen des Lautsprechergehäuses 85 × 65 × 8 cm und die aufgenommene Modulationsleistung kann bei 95 Phon bis zu 15 W gehen. Die Aufladung der einen Elektrode dauert etwa 2 bis 3 Minuten. Eine Schallwand ist für diesen Lautsprecher nicht erforderlich. Abschließend sei noch gesagt, daß die Tonqualität die der bisherigen elektroakustischen Schallsender bei weitem übersteigen soll.

Nach „Toute la Radio" Nr. 212, Januar 1957

Literaturkritik und Bibliographie

Friedrich Dessauer

STREIT UM DIE TECHNIK

Verlag Josef Knecht, Carolusdruckerei, Frankfurt am Main, 472 Seiten

„Die Techniker waren weithin zur Selbstbesinnung erwacht, wollten Klarheit über ihre Mission in der Menschheit, ihre Stellung in der Gesellschaft, ihre Verantwortung, die ja angesichts der vorangegangenen Ereignisse und der Aufgaben deutlich zu sehen war" (S. 369). Mit diesen Worten beschreibt der Autor die Stimmung unter unseren engeren und weiteren Berufskollegen in Westdeutschland nach 1945, und damit faßt er auch Sinn und Zweck seines Werkes zusammen. Und um das gleich vorwegzunehmen: nicht ohne einen gewissen Neid liest man von den Kongressen, Gesprächen, Tagungen und Konferenzen, die in Westdeutschland von Technikern, Philosophen, Historikern, Politikern, Wirtschaftlern und sogar Theologen und Kunsthistorikern veranstaltet wurden, um gemeinsam über Sinn und Aufgabe der Technik und der Techniker in der Gesellschaft zu diskutieren. Uns ist nicht bekannt, daß derartige Gespräche in der Deutschen Demokratischen Republik abgehalten wurden; und wir halten das für einen sehr ernsten Fehler.

Der Autor, Professor an der Johann-Wolfgang-Goethe-Universität in Frankfurt a/M. und Doktor von vier Fakultäten (Dr. phil. nat., Dr. med., Dr. theol. und Dr.-Ing. h. c.) setzt sich mit den meist anti-technischen Auffassungen moderner westlicher Philosophen wie etwa Oswald Spengler, Karl Jaspers, Ortega y Gasset oder Martin Heidegger auseinander; aber er erwähnt auch Kant, Hegel und Marx; er diskutiert mit Theologen und Kunsthistorikern; er nimmt zu den Problemen der Erkenntnistheorie Stellung und er äußert seine Ansicht über die Atombombe und zu den Aussichten der Erhaltung des Friedens. Er geht dabei von einem Standpunkt aus, den ich als objektiven Idealismus und zugleich als religiösen Humanismus bezeichnen möchte. Er erkennt die Existenz der Außenwelt und ihre Erkennbarkeit an, aber er spricht von „der Verwandtschaft der kosmischen Ordnung mit der des erkennenden Geistes, diese ‚objektive Geistigkeit', die den Kosmos erkennbar macht, ... Wir wissen nun, daß die gesamte Naturwelt, wie Schelling richtig gesagt hat, durchgeistigt ist" (S. 174). Er ist konsequent genug, aus der „objektiven Geistigkeit" den letzthin notwendigen Schluß zu ziehen (denn jeder Idealismus führt letztlich zur Religion): „Gott hat seine Schöpfung den Menschen nicht fertig übergeben. Die Schöpfung geht weiter, und Gott bedient sich der Menschen, um nach seinem eigenen Plan sein Werk zu entfalten" (S. 240). Und an einer anderen Stelle zitiert er zustimmend den Züricher Theologen Emil Brunner: „Machet euch die Erde untertan. Dieses Schöpferwort auf dem ersten Blatt der Bibel ist die Magna Charta der Technik" (S. 251).

Um mit der Erkenntnistheorie anzufangen: Es ist nicht die „objektive Geistigkeit" des Kosmos, sondern umgekehrt die objektive Natürlichkeit des menschlichen Bewußtseins, die Tatsache der Widerspiegelung der kosmischen Ordnung im menschlichen Bewußtsein, die die Natur für uns erkennbar macht, wobei man bei dem Begriff „Kosmos" jeden Gedanken an eine von außen in die Natur hineingetragene Ordnung fallen lassen muß. Diese Ordnung, diese Gesetzmäßigkeit ist der Natur inhärent. Damit entfällt aber auch die sonst unausweichliche Konsequenz der Existenz eines Gottes.

Trotzdem bin ich der Ansicht, daß es zwischen dem dialektischen Materialismus und den Anschauungen Dessauers, eben wegen ihres humanistischen Gehalts, einige Berührungspunkte gibt, daß wir eine Strecke Weges zusammen gehen können. Das zeigt sich z. B. bei seiner Auseinandersetzung mit den technikfeindlichen Äußerungen moderner bürgerlicher Philosophen. Seiner überlegen-ironischen Abfertigung Spenglers („Unter den etwa 26 Literaturstellen, die er in Fußnoten erwähnt, zitiert er sich 20mal selbst, nie einen mit Technik Vertrauten. ... Man empfindet das ankommende Hitler-Regime. ... Diese sadistisch-phantastische Verkündigung ..." (S. 39)) kann man voll und ganz zustimmen. Auch gegen Jaspers und Ortega y Gasset verteidigt er die Technik vom humanistischen Standpunkt aus, obwohl hier bereits die Unzulänglichkeit seiner Basis zum Ausdruck kommt. Denn er beschränkt sich in seiner Widerlegung auf die Fragen der Definition des Begriffs Technik: „Den Auffassungen von Jaspers und Ortega y Gasset liegt ein weitverbreitetes Mißverständnis zugrunde. Unbemerkt setzen sie Technik gleich Maschine, und überdies sprechen sie von Serien- und Massenherstellung in Betrieben, wenn sie von der Technik reden wollen" (S. 347). Den entscheidenden Grund für die technikfeindliche Haltung dieser beiden spätbürgerlichen Philosophen, daß nämlich die weitere Entwicklung der Technik, etwa der Atomenergie oder der Automation, genau so unverträglich mit der Weiterexistenz der bürgerlichen Gesellschaftsordnung ist, wie seinerzeit die der Dampfmaschine mit der Existenz des Feudalismus war, sieht er nicht.

Unzureichend sind die Bemerkungen Dessauers über Hegel. Er hat natürlich recht, wenn er feststellt, daß die Technik ebensowenig wie die Natur in das Hegelsche S y s t e m hineinpaßt. Aber man kann die Hegelsche M e t h o d e, die Dialektik, nicht einfach mit dem „Dreischritt": Thesis, Antithesis, Synthesis abtun. Das ging schon vor 120 Jahren nicht, und das geht heute, nachdem die Hegelsche Dialektik von Marx auf die Füße gestellt und von ihm und Lenin weiterentwickelt wurde, erst recht nicht. Die Dialektik ist die Lehre von der Einheit der Gegensätze, von der Erforschung der Widersprüche im Wesen der Dinge selbst; und sie hat eine sehr erhebliche Bedeutung für das volle Verständnis der Erkenntnisse der modernen Physik und damit für die Technik. Im Sinne der Dialektik sind z. B. das elektrische und das magnetische Feld Gegensätze, und die elektromagnetische Welle stellt die Einheit dieser Gegensätze dar; Kapazität und Induktion verhalten sich unter Hochfrequenz gegensätzlich, so daß auch der Schwingkreis eine Einheit von Gegensätzen ist. Bis hierher könnte man die Anwendung der Dialektik in der Physik als eine Art besserer philosophischer Spielerei betrachten, „es geht auch anders, doch so geht es auch"; doch ihre Bedeutung wird uns in dem Augenblick klar, wo wir etwa an die Wellenmechanik und an die Komplementarität von Welle und Korpuskel herangehen. Wieviel falsche und den Fortschritt der Physik hemmende Schlußfolgerungen sind von einzelnen, zum Teil sehr bedeutenden Physikern gezogen worden, die Kausalität wurde angezweifelt, die reale Existenz der uns umgebenden Außenwelt wurde geleugnet und damit der physikalischen Forschung eine ungerechtfertigte und gefährliche Grenze gesetzt, nur weil die Betrachtungsweise, Licht und Elektronenstrahl als eine Einheit der Gegensätze Welle und Korpuskel anzusehen, diesen Physikern fremd war. Dessauer, der sich mit Karl Jaspers auf 25 Seiten und mit Hegel auf etwas über einer halben Seite abgibt, hätte die Proportionen besser umkehren sollen!

In der Frage der Erhaltung des Friedens vertritt Dessauer die Ansicht, die Menschheit habe gerade unter der Drohung der Anwendung der Kernwaffen „zum ersten Male in ihrer Geschichte die auf nüchterner Wirklichkeit gegründete Chance, daß kein Großmächtekrieg, kein Weltkrieg mehr kommen wird, da kein Volk sich selbst vernichten will" (S. 417). Ein verhängnisvoller Irrtum mit — wenn er allgemein werden sollte — fürchterlichen Auswirkungen! Nie haben V ö l k e r Kriege gewollt, immer nur bestimmte Schichten oder Klassen. Nie haben historisch vom Untergang bedrohte Schichten oder Klassen sich durch Furcht oder Mitleid vom Krieg zurückhalten lassen, wenn sie in ihm die Chance sahen, den Zeitpunkt ihres Untergangs hinauszuschieben. Nie haben Schichten oder Klassen, die am Krieg ihren Profit machten, sich durch Furcht oder Mitleid vom Kriegführen abhalten lassen, solange sie eine Chance sahen, ihre Schäfchen ins trockene zu bringen. Spricht der Brief Rockefellers an Eisenhower von den friedlichen Absichten des amerikanischen Imperialismus? Sind die Aufrüstung der Bundesrepublik und die „Umrüstung" Frankreichs und Englands auf Kernwaffen harmlose Gesellschaftsspiele? Neu ist nicht, daß die Völker unter der Drohung der Atombombe keinen Krieg mehr wollten (Angriffskriege sind von Völkern, wie gesagt, nie gewollt worden), neu ist, daß sie ihn in der augenblicklichen Kräftekonstellation in der Welt v e r h i n d e r n können — wenn sie der Gefahr ohne jede Beschönigung ins Auge sehen. Und dabei müssen wir Techniker unsere gewichtige Rolle spielen. Gewiß hat Dessauer recht, wenn er feststellt, daß die Naturforscher und Techniker die Weltkriege nicht verursacht haben (S. 407). Aber das entlastet uns nicht von unserer besonderen Verantwortung. Schließlich sind es u n s e r e geistigen Kinder, die in den Händen von Kriegsverbrechern in der Lage sind, das ganze menschliche Leben auf dem Erdball auszurotten!

Gerade aus dem Buch Dessauers und aus den bisher in Westdeutschland geführten Diskussionen — soweit sie in seinem Werk wiedergegeben werden — ergibt sich die zwingende Notwendigkeit, daß auch unsere Gesellschaftswissenschaftler in ihr das Wort nehmen. Dessauer selbst erkennt: „Naturwissenschaft und Technik sind weltbewegende, historische Mächte, ändern die Gesellschaft und ändern die Menschen" (S. 415). Aber hier geraten sein Humanismus und seine religiöse Einstellung in offenen Konflikt: einerseits will er sein Schicksal so weit wie möglich selbst gestalten, nicht davor fliehen, andererseits aber will er das tun unter dem Sinnbild des das Kreuz tragenden Christus. „Sie sagen ja zum Leben und tragen die Ahnung in sich, daß es ein Reich gebe, das nicht von dieser Welt ist" (S. 416). Es wird höchste Zeit, daß Menschen in diese Diskussion eingreifen, die durchdrungen sind von dem Satz: „Die Philosophen haben die Welt nur verschieden interpretiert; es kommt aber darauf an, sie zu verändern".

Schäffer

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Neuerscheinungen und Neuauflagen

R ö w e r, Willi, Ing., *Werkstoffe der Fernmeldetechnik.* 377 Seiten, 218 Bilder, 6 Werkstoffbeispiele, 67 Tabellen, DIN C 5, Halbleinen 15,— DM Fachbuchverlag Leipzig.

S a m m e r, *Schwingungskreise mit Eisenkernspulen.* 2. Auflage, 210 Seiten, 154 Bilder, Leinen 15,— DM, Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig KG, Leipzig.

Hersteller, Typ	Stromart	Netzspannung V	Leistungsaufnahme W	Röhrensysteme ohne Gleichrichter	Röhrenbestückung (Abstimmanzeigeröhre in Fettdruck)	Netzgleichrichter	Wellenbereiche	Kreise AM	Kreise FM	Zwischenfrequenz AM kHz	Zwischenfrequenz FM MHz	Schwundausgleich auf ... Röhren	Bandbreitregler
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
VEB RFT Funkwerk Dresden													
Mittelsuper Dominante	~	110, 127, 220, 240	60	12	ECC 85, ECH 81, 2 × EF 89, EABC 80, EL 84, **EM 80**	EZ 80	U, K, M, L	6	11	453	10,7	2	—
Mittelsuper Dominante .... Edelklangkombination	~												
Mittelsuper Dominante.....	≃	220	50	12	UCC 85, UCH 81, 2 × UF 89, UABC 80, UL 84, **UM 80**	Selen	U, K, M, L	6	11	453	10,7	2	—
Mittelsuper Bastei	≃	220	50	11	UCC 85, UCH 81, UF 89, UABC 80, UL 84, **UM 80**	Selen	U, M	6	9	453	10,7	2	—
VEB RFT Stern-Radio Berlin													
Mittelsuper Berolina	~	110, 127, 220, 240	65	12	ECC 85, ECH 81, EBF 80, EF 89, EABC 80, EL 84, **EM 80**	EZ 80	U, K, M, L	6	11	473	10,7	2	
Mittelsuper Potsdam.......	~	110, 127, 220, 240	65	10	ECC 85, ECH 81, EF 89, EABC 80, EL 84, **EM 80**	EZ 80	U, K, M, L	6	9	473	10,7	2	
Geradeausempfänger Grünau	≃	220	35	2	UEL 51	Selen	M, L	1	—	—	—	—	—
VEB RFT Stern-Radio Rochlitz													
Großsuper Stradivari II	~	110, 127, 220, 240	120	17	ECC 85, ECH 81, 2 × EF 89, EABC 80, ECC 83, 2 × EL 84, **EM 80**	AZ 12	U, 3 × K, M, L	9	11	440	10,7	3	—
VEB RFT Stern-Radio Sonneberg													
Mittelsuper Erfurt .... 6118/57—3 D	~	110, 127, 220, 250	60	12	ECC 85, ECH 81, EF 89, EBF 80, EABC 80, EL 84, **EM 80**	Selen in Graetzschaltung	U, K, M, L	6	11	473	10,7	2	—
Mittelsuper Erfurt .... 8118/57—3 D	≃	220	50	12	UCC 85, UCH 81, UF 89, UBF 80, UABC 80, UL 84, **UM 80**	Selen	U, K, M, L	8	11	473	10,7	3	—
Mittelsuper Consul .... 697/57 WUS	~	110, 125, 220, 240	50	10	ECC 85, ECH 81, EF 89, EABC 80, EL 84, **EM 80**	EZ 80	U, K, M, L	6	9	473	10,7	2	
Mittelsuper Sekretär ...... 696/57 WU	~	110, 220	40	10	ECC 85, ECH 81, EBF 80, EAA 91, PCL 81 oder ECL 81	Selen	U, M, L	6	9	473	10,7	2	—
Mittelsuper Sekretär ...... 696/57 GWU	≃	220	40	10	UCC 85, UCH 81, UBF 80, UABC 80, UCL 81	Selen	U, M, L	6	9	473	10,7	2	—
VEB RFT Stern-Radio Staßfurt													
Mittelsuper Onyx	~	110, 127, 220, 240	55	10	2 × EC 92, ECH 81, EF 89, EABC 80, EL 84, **EM 80**	EZ 80	U, K, M, L	6	9	468	6,7	2	—
Mittelsuper Onyx	≃	220	50	10	2 × UC 92, UCH 81, UF 89, UABC 80, UL 84, **UM 80**	Selen	U, K, M, L	6	9	468	6,7	2	—
Mittelsuper Diamant.......	~	110, 127, 220, 240	55	10	2 × EC 92, ECH 81, EF 89, EABC 80, EL 84, **EM 80**	EZ 80	U, 2 × K, M, L	6	9	468	6,7	2	—
Großsuper Globus Luxus ..	~	110, 127, 220, 240	90	14	2 × EC 92, ECH 81, 2 × EF 89, EABC 80, 2 × EL 84, ECC 81, **EM 80**	EYY 13	U, K, M, L	6	11	468	6,7	3	—
Musikvitrine Caruso I	~												
Musikvitrine Caruso II	~												
Musikschrank Lohengrin ...	~												

eite- r	Empfindlichkeit[1])		Lautsprecher			Gehäuse-abmessungen	Gewicht	Preis[2])	Besonderheiten
	AM	FM	perm. dyn.	el. dyn	el. statisch				
	µV	µV				mm	kg	DM	
	15	16	17	18	19	20	21	22	23
	K 40, M 20, L 20	2	1 × 3 W, 1 × 1 W bzw. 2 × 1 W	—	—	630 × 415 × 315	18	645,—	**Drucktasten,** Ferritantenne, Diodenausgang, getrennte Höhen- und Tiefenregelung
			2 × 3 W, 1 × 1 W			Empfänger 630 × 415 × 315 Ecklautsprech. 610 × 950 × 350	15 18	796,50	wie oben, aber Lautsprecher getrennt vom Empfänger in einem Preßstoffgehäuse
	K 30, M 15, L 15	3	1 × 3 W, 1 × 1 W	—	—	630 × 415 × 315	16	592,—	**Drucktasten,** getrennte Höhen- und Tiefenregelung
	M 20	< 5	1 × 3 W	—	—	530 × 370 × 250	10	430,—	**Drucktasten** (Wellenbereiche und Klangfarbentasten)
	K 30, M 25, L 25	≦ 2	1 × 3 W, 2 × 1,5 W	—	—	520 × 425 × 270	18	610,— 650,— 690,—	**Drucktasten,** Duplexantrieb, Diodenausgang, Klangcharaktertaste, getrennte Höhen- und Tiefenregelung mit Ferritantenne und Klangregister wie oben in Luxusgehäuse
	M 15, L 15	≦ 3	1 × 2 W	—	—	450 × 320 × 210	9,1	370,— 380,—	Optische Bereichs- und Tonblendenanzeige, Tonbandgeräteanschluß, UKW-Flächendipol auch auf AM wirksam in Luxusgehäuse
	L 2 mV, M 0,6 mV	—	—	1 × 1,5 W	—	395 × 280 × 200	3,7	96,—	Permeabilitätsabstimmung, Tonabnehmeranschluß, Preßstoffgehäuse
	K 3 15, sonstige 10	1,5	1 × 8 W 3 × 1,5 W	—	—	680 × 455 × 320	30	800,— 830,—	**Drucktasten,** Innendipol, Duplexantrieb, Gegentaktendstufe, Ferritantenne, Diodenausgang, Klangregister, getrennte Höhen- und Tiefenregelung, in Luxusgehäuse
	K 35, M 20, L 20	< 2	1 × 6 W, 2 × 1,5 W	—	—	660 × 435 × 265	18	635,—	**Drucktasten,** Duplexantrieb, Diodenausgang, getrennte Höhen- und Tiefenregelung, Gehäusedipol in Spezialausführung
	K 20, M 10, L 10	< 3	1 × 6 W, 2 × 1,5 W	— —	—	660 × 435 × 265	19	620,—	Besonderheiten siehe Wechselstromausführung
	K 35, M 25, L 25	< 4	2 × 2 W		—	680 × 237 × 340	18	550,—	**Drucktasten,** Duplexantrieb, Diodenausgang, getrennte Höhen- und Tiefenregelung, Schaltuhr mit elektronischem Wecker
	M 25, L 25	< 5	1 × 2 W	—	—	405 × 165 × 292	8	P 300,— 345,—	**Drucktasten,** FM- und AM-Abstimmung getrennt, Preßstoff- oder Holzgehäuse
	M 25, L 25	< 5	1 × 2 W	—	—	405 × 165 × 292	7	P 300,— 330,—	Besonderheiten siehe Wechselstromausführung, Preßstoff- oder Holzgehäuse
	15	< 2	1 × 4 W	—	—	400 × 585 × 310	14	499,—	**Drucktasten,** UKW-Ferntaste, Klangregister, Diodenausgang, Gehäusedipol
	15	< 1,5	1 × 4 W	—	—	400 × 585 × 310	14	499,—	Besonderheiten siehe Wechselstromausführung
	K I 30, sonstige 15	< 1,5	2 × 4 W	—	—	385 × 580 × 305	17	575,—	**Drucktasten,** fünfstufiges Klangregister, Diodenausgang, getrennte Höhen- und Tiefenregelung, Gehäusedipol
	15	< 1,5	1 × 8 W, 2 × 4 W	—	—	430 × 660 × 310	etwa 25	740,—	**Drucktasten,** fünfstufiges Klangregister, UKW-Ferntaste, Diodenausgang, getrennte Höhen- und Tiefenregelung, Gegentaktendstufe
			2 × 4 W	—	—	945 × 485 × 1105	63	1350,—	Empfänger siehe Onyx Wechselstromausführung, mit eingebautem viertourigem Plattenspieler. Mit MTG-Smaragd 2100,— DM
			2 × 4 W	—	—	etwa 900 × 1150 × 440	63	1250,—	Empfänger siehe Onyx Wechselstromausführung, mit eingebautem viertourigem Plattenspieler, helles Luxusgehäuse
			3 × 4 W, 1 × 2 W	—	—	905 × 1105 × 490	87	2220,—	Empfänger siehe Diamant, mit eingebautem Tonbandgerät Smaragd

Hersteller, Typ	Stromart	Netzspannung V	Leistungsaufnahme W	Röhrensysteme ohne Gleichrichter	Röhrenbestückung (Abstimmanzeigeröhre in Fettdruck)	Netzgleichrichter	Wellenbereiche	Kreise AM	Kreise FM	Zwischenfrequenz AM kHz	Zwischenfrequenz FM MHz	Schwundausgleich auf . . . Röhren	Bandbreiteregler
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
VEB EAW, Berlin-Treptow													
Mittelsuper Undine II/2 . . .	~	110, 125, 220	70	11	ECC 85, ECH 81, 2 × EF 89, EABC 80, EL 84, **EM 80**	EZ 80 oder EZ 81	U, K, M, L	6	11	473	10,7	2	3 ··· 8 kHz regelbar
Mittelsuper Undine II/2 L . .													
VEB (K) Elektroakustik Hartmannsdorf													
Großsuper Rossini	~	125, 220	90	17	ECC 85, EAA 91, 3 × EF 89, ECH 81, EBF 80, ECC 83, EC 92, 2 × EL 84, **EM 80**	EZ 81	U, 2 × K, M, L	8	13	473	10,7	2	regelbar
Großsuper Rossini L													
Koffersuper Spatz	B		12 mA b. 85 V 150 mA b. 1,5 V	5	DK 192, DF 191, DAF 191, DL 192	—	M	6	—	490	—	2	—
VEB (K) Funkmechanik Neustadt-Glewe													
Mittelsuper Operette	~	110, 125, 220	55	10	EC 92, EC 92, ECH 81, EF 85, EABC 80, EL 84, **EM 80**	EZ 80	U, K, M, L	6	9	468	10,7	2	—
VEB Sachsenwerk Niedersedlitz													
Mittelsuper Olympia 573 W . .	~	110, 127, 220, 240	65	10	ECC 85, ECH 81, EF 89, EABC 80, EL 84, **EM 80**	EZ 80	U, K, M, L	6	10	468	10,7	2	fest
Mittelsuper Olympia 573 WL .													
Radiowagen Olympia R 573 W													
Radiowagen Olympia R 573 WP													
Fonosuper Olympia 573 WP													
Mittelsuper Olympia 571 W . .	~	110, 127, 220, 240	70	12	ECC 85, ECH 81, 2 × EF 89, EABC 80, EC 92, EL 84, **EM 80**	Selen	U, K, M, L	8	11	468	10,7	3	fest
Mittelsuper Olympia 571 WL													
VEB RFT Funkwerk Halle													
Autosuper Schönburg . . . . . 1153—002	B	6/12	35	7	3 × EBF 80, ECH 81, EL 84	Selen	M, L	7	—	468	—	4	—
Fa. Gerufon, Quedlinburg													
Großsuper Ultra-Exquisit . . . 57 W	~	110, 125, 220	65	14	ECH 81, EBF 80, EF 86, 2 × EF 89, EF 80, ECC 85, EAA 91, EL 84, **EM 80**	EZ 80	U, K, M, L	8 + 1	11	468	10,7	2	—
Fa. Hempel, Limbach													
Großsuper Heli Sonor	~	110, 125, 220	90	17	ECH 81, 2 × EBF 80, 2 × EC 92, EF 85, 2 × EF 89, EAA 91, ECC81, 2 × EL 84, **EM 80**	AZ 12 oder EZ 81	U, K, M, L	8	11	470	10,7	2	umschaltbar 4 und 6 kHz
Radiotisch Heli Sonorett	~												
Fa. Peter, Plauen													
Musiktruhe Patricia	~												
Musiktruhe Caterina	~												

te-	Empfindlichkeit[1] AM	FM	Lautsprecher perm. dyn.	el. dyn.	el. statisch	Gehäuseabmessungen	Gewicht	Preis[2]	Besonderheiten
	µV	µV				mm	kg	DM	
	15	16	17	18	19	20	21	22	23
Hz	K 35, M 12, L 12	≤ 2	2 × 1 W	1 × 6 W	1 ×	610 × 430 × 270	19,2	690,—	**Drucktasten,** Duplexantrieb, getrennte Höhen- und Tiefenregelung, Orchesterklang, Innendipol
								730,—	Technische Daten wie Undine II/2, Luxusgehäuse
	KI 15, KII 20, M u. L 15	1,2	1 × 8 W, 2 × 2 W	—	—	730 × 445 × 285 (dunkles Geh.)	27	870,—	**Drucktasten,** Gegentaktendstufe in Ultralinearschaltung, Duplexantrieb, Ferritantenne, Diodenanschluß, Orchesterklang
						745 × 470 × 295 (helles Gehäuse)	27	895,—	
	15	—	1 × 1 W	—	—	238 × 73 × 183	2,2	168,80	Ferritstabantenne, Kompaßskala, Preßstoffgehäuse
	10 ... 40	2	1 × 3 W	—	—	600 × 380 × 280	16	448,—	**Drucktasten,** Schwungradantrieb
	K 40, M 15, L 15	3	—	1 × 4 W	—	590 × 400 × 300	16,5	470,—	**Drucktasten,** Gehäusedipol, Schwungradantrieb
						600 × 460 × 308	20,5	515,—	Technische Daten wie Olympia 573 W, Luxusgehäuse
						710 × 600 × 375	33	705,—	Empfänger siehe Olympia 573 W, Ausführung fahrbar als Radiowagen, ohne Fonoteil
						710 × 690 × 425	44	870,—	Empfänger siehe Olympia 573 W, Ausführung fahrbar als Radiowagen mit eingebautem dreitourigem Plattenspieler
						660 × 538 × 355	25,5	715,—	Fonosuper in Luxusgehäuse mit eingebautem Plattenspieler
	K 20, M 10, L 10	3	1 × 3 W, 2 × 1,5 W	—	—	640 × 420 × 300	20	570,—	**Drucktasten,** Duplex-Schwungradantrieb, Ferritantenne mit optischer Anzeige, Klangregister, Anschluß für Fernbedienung
						660 × 475 × 304	24	615,—	Technische Daten wie Olympia 571 W, Luxusgehäuse
	M ≤ 6, L ≤ 25	—	1 × 1,5 W	—	—	Bedienungsteil 180 × 180 × 90 Netzteil 230 × 130 × 130	5,5	498,—	Bedienungsteil mit **Stationsdrucktasten,** davon 3 Tasten Mittel-, 1 Taste Langwelle. außerdem Senderwahl durch Handabstimmung möglich, zweistufige Klangblende, frequenzabhängige NF-Gegenkopplung
	15	1,5	1 × 6 W, 2 × 2 W	—	1 ×	690 × 350 × 420	25	825,—	**Drucktasten,** neuartige Klangregister, klingende Ecken, getrennte Höhen- und Tiefenregelung, Duplex-Schwungrad-Automatantrieb
bar Hz	15	< 2	2 × 4 W, 2 × 2 W	—	—	695 × 330 × 465	27	900,—	**Drucktasten,** Zweikanalendstufe Diodenausgang, getrennte Höhen- und Tiefenregelung, UKW-Kanaleichung, Gehäusedipol, abschaltbare mag. Beleuchtung der Schallwand
						940 × 750 × 350	28	950,—	Technische Daten siehe Heli Sonor, Gehäuse als Radiotisch mit Glasplatte, auf Wunsch mit eingebautem dreitourigem Plattenspieler
						1100 × 450 × 940		2900,—	Empfänger siehe Heli-Sonor, Magnettonbandgerät Smaragd, viertouriger Plattenspieler EAG
						1030 × 430 × 800		1525,—	Empfänger siehe Olympia 571, viertouriger Plattenspieler EAG

Hersteller, Typ	Stromart	Netzspannung V	Leistungsaufnahme W	Röhrensysteme ohne Gleichrichter	Röhrenbestückung (Abstimmanzeigeröhre in Fettdruck)	Netzgleichrichter	Wellenbereiche	Kreise AM	Kreise FM	Zwischenfrequenz AM kHz	Zwischenfrequenz FM MHz	Schwundausgleich auf . . . Röhren	Bandbreiteregler
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Fa. Rema, Stollberg													
Großsuper Rema 1800	~	110, 125, 220	85	14	ECC 85, ECH 81, EF 85, EF 89, EABC 80, ECC 83, 2 × EL 84, **EM 80**	EZ 81	U, K, M, L	10	11	460	10,7	3	stetig regelbar
Großsuper Rema Allegretto.	~	110, 125, 220	85	11	ECC 81, ECH 81, 2 × EF 80, EABC 80, EL 12, **EM 80**	AZ 12	U, K, M, L	10	11	468	10,7	2	stetig regelbar
Mittelsuper Rema 1200 ...	~	110, 125, 220	70	11	ECC 85, ECH 81, 2 × EF 89, EABC 80, EL 84, **EM 80**	EZ 80	U, K, M, L	8	11	460	10,7	3	—
Koffersuper Trabant	B ≃	110, 125, 150, 180, 220	7	6	DK 192, DF 96, DAF 96, DL 94	2 × Selen	K, M, L	6	—	468	—	2	—
Fa. Sonata, Halle													
Großsuper Giebichenstein ..	~	110, 130, 150, 220, 240	90	18	ECC 84, EC 92, ECC 85, ECH 81, EF 89, EBF 80, EABC 80, ECC 82, 2 × EL 84, **EM 80**	Selen	FS-Ton, U, 2 × K, 2 × M, L	8	11	468	10,7	2	—
Mittelsuper Hallore	~	110, 130, 220, 240	50	10	ECC 81, ECH 81, EF 85, EABC 80, EL 84, **EM 11** oder **EM 80**	EZ 80	U, K, M, L	6	9	468	10,7	2	—

Fernsehempfängerp

Hersteller, Typ	Stromart	Netzspannung V	Leistungsaufnahme W	Röhrensysteme	Röhrenbestückung	Empfangsbereiche	Synchronisation Bild	Synchronisation Zeile	Zwischenfrequenz Bild MHz	Zwischenfrequenz Ton MHz	ZF Gleichr. Bild	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
VEB RFT Rafena-Werke, Radeberg												
Fernsehtischempfänger Rubens	~	110 127 220	120	26	ECC 84, ECF 82, 5 × EF 80, 2 × EABC 80, EL 83, EL 84, 2 × ECL 81, ECC 82, EL 81, EY 51, EY 81, B 30 M 1	10 Fernsehkanäle 2 UKW-Kanäle	Integration	Impulsphasenvergleich und Schwungradkreis im Generator	26	19,5	Diode	I n
Fernsehtischempfänger Rubens	≃	220										
Fernsehtischempfänger Dürer.	~	110 127 220	150	27	ECC 84, ECF 82, 5 × EF 80, ECC 82, 2 × EABC 80, ECL 81, EL 81, EL 83, EY 81, EY 51, EL 84, B 43 M 1	10 Fernsehkanäle 2 Reservekanäle	Integration	Impulsphasenvergleich und Schwungradkreis im Generator	26	5,5	Diode	F d
Fernsehstandempfänger Atelier	~	110 127 220	150	27	ECC 84, ECF 82, 5 × EF 80, ECC 82, 2 × EABC 80, ECL 81, EL 81, EL 83, EY 81, EY 51, EL 84, B 43 M 1	10 Fernsehkanäle 2 Reservekanäle	Integration	Impulsphasenvergleich und Schwungradkreis im Generator	26	5,5	Diode	F d
Fernsehtruhe Clivia	~		240									
Fernsehstandempfänger Forum	~	110 127 220	FS 150 UKW 45		UKW: ECC 85, ECH 81 FS: ECC 84, ECF 82, 5 × EF 80, 2 × EABC 80, ECC 82, ECL 81, ECL 82, EL 83, EL 84, EL 81, EY 81, EY 51, B 43 M 1 oder MW 43—64	10 Fernsehkanäle 2 Reservekanäle UKW-Bereich 87,5 ··· 100 MHz In Verbindung mit dem Fernsehkanal 11 Kreise	Integration	Impulsphasenvergleich und Schwungradkreis im Generator	26	5,5	Diode	F d
Fernsehtruhe Cabinet	~	110 127 220	ca. 250		siehe „Dürer", aber 53-cm-Bildröhre							
VEB (K) Elbia, Schönebeck												
Fernsehtischempfänger Nordlicht	≃	220	ca. 150	25	PABC 80, 2 × PCF 82, PCC 84, EAA 91, ECC 82, PCL 81, PCL 82, 4 × EF 80, PL 84, PL 81, PY 81, B 43 M 1 oder B 30 M 2	10 Fernsehkanäle	Integration	Impulsphasenvergleich	38,9	33,4	Diode	F d

eite- er	Empfindlichkeit[1]) AM µV	FM µV	Lautsprecher perm. dyn.	el. dyn.	el. statisch	Gehäuseabmessungen mm	Gewicht kg	Preis[2]) DM	Besonderheiten
	15	16	17	18	19	20	21	22	23
	ca. 10	1,5	2 × 5 W, 1 × 2 W	—	2 ×	700 × 470 × 300	25	875,—	**Drucktasten,** Duplexantrieb, Kurzwellenlupe, Diodenausgang, Gegentaktendstufe, klingende Ecken, Klangregister, Schwungradantrieb, Innendipol
	ca. 12	1,5	1 × 8 W	—	2 ×	650 × 430 × 280	19	625,—	**Drucktasten,** Duplexantrieb, Kurzwellenlupe, klingende Ecken, Innendipol
	ca. 12	1,5	1 × 6 W, 2 × 2 W	—	1 ×	620 × 435 × 290	16	660,—	**Drucktasten,** Duplexantrieb, Kurzwellenlupe, Diodenausgang, klingende Ecken, Schwungradantrieb, Innendipol
	ca. 20	—	1 × 1 W	—	—	325 × 250 × 130	4,6	315,—	Doppelseitige Stationsanzeige, Rahmenantenne, eingebaute Heizbatterie nebst Ladeeinrichtung, stabilisierte Heizspannung
	K 30, M 10, L 20	FS Ton 10 U 3	1 × 8 W, 3 × 1,5 W	—	—	650 × 470 × 350	30	900,—	Fernsehton, **Drucktasten,** Gegentaktendstufe, Klangregister, getrennte Höhen- und Tiefenregelung, Raumklangcharakter
	K 35, M 10, L 15	5	1 × 4 W	—	—			455,—	**Drucktasten**

gerproduktion 1957

ZF-Gleichrichter d	Ton	Empfindlichkeit µV	Schaltungsart	Bildgröße mm	Zeilenzahl	Bildwechsel/s	Lautsprecher	Gehäuseabmessungen mm	Gewicht kg	Preis[2]) DM	Besonderheiten
	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
de	Diskriminator	ca. 150	Paralleltonverfahren	190 × 255	625	25	1 × perm.dyn. 3 W	575 × 490 × 570	30	1350,—	Anschluß für Plattenspieler, UKW-Empfangsmöglichkeit, Klangfarbenregler
										1350,—	Technische Daten siehe Wechselstromausführung, nur P-Röhrenbestückung
de	Ratiodetektor	100	Intercarrierverfahren	270 × 360	625	25	2 × perm.dyn. 1,5 W	610 × 500 × 510	35	1650,—	Klangfarbenregler, Orchesterklang, Gehäuseantenne, Anschluß für Fernbedienung
de	Ratiodetektor	100	Intercarrierverfahren	270 × 360	625	25	2 × perm.dyn. 1,5 W	610 × 940 × 525	40	1950,—	Klangfarbenregler, Orchesterklang, Gehäuseantenne, Anschluß für Fernbedienung
										3200,—	Fernsehempfänger Dürer ohne Tonteil, eingebauter Großsuper Stradivari II, technische Daten siehe S. I
de	Ratiodetektor	FS: ≦ 100 UKW: ≦ 3	Intercarrier UKW: Doppelmischung mit zweifacher Frequenzumsetzung	270 × 360	625	25	2 × perm.dyn. 1,5 W	610 × 940 × 525	40	1950,—	Klangfarbenregler, Orchesterklang, Gehäuseantenne für UKW und Fernsehen, Anschluß für Außenlautsprecher und Fernbedienung
										ca. 6900,—	Fernsehteil Dürer, Rundfunkteil Stradivari II, Magnettonbandgerät Smaragd, viertouriger Plattenspieler
de	Ratiodetektor	100	Intercarrierverfahren	190 × 255 oder 270 × 360	625	25	2 × perm.dyn, 2 W				Anschluß für Fernbedienung

Hersteller, Typ	Stromart	Leistungsaufnahme W	Anzahl der Motoren	Bandgeschwindigkeit cm/s	Aufnahmesystem	Bandlänge m	Spieldauer min	Beschleunigter Vor- und Rücklauf	Köpfe	Löschfrequenz kHz	Aussteuerungsanzeige	Aufsprechspannung	Wiedergabespannung
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
VEB RFT Meßgerätewerk Zwönitz													
Tonbandgerät Smaragd BG 20........	~	65	1	19,05	Doppelspur	350	2 × 30	ja	Kombinierter Aufnahme- und Wiedergabekopf, Löschkopf	60	Magisches Auge	min. 2,5 mV max. 80 V	1,5 V an 5 kΩ
VEB Schwermaschinenbau „Karl Liebknecht", Magdeburg													
Tonbandgerät Tonmeister MT 01......	~	40	1	19,05	Doppelspur	190 350 500	2 × 45	ja	Kombinierter Aufnahme- und Wiedergabekopf, Löschkopf	50	Magisches Auge	27 V	1,5 V an 6 kΩ
Tonbandgerät Tonmeister MT 02......	~												
Difona, Gerhard Dittmar, Potsdam													
Diktiergerät Tipsi	~	30	1	9,5	Doppelspur	190	2 × 30	ja	4 Köpfe	18	Pegel automatisch	2 mV	
Gülle und Piniek, Berlin													
Tonbandgerät LW 6 ...	~	150	3	38,1	Einspur	1000	44	ja	Lösch-, Aufnahme- und Wiedergabekopf	60	Magisches Auge	30 V	2 V an 100 kΩ

[1]) AM-Empfindlichkeit bei 50 mW Ausgangsleistung. FM-Empfindlichkeit bei 26 dB Rauschabstand [2]) Preisangaben nach vorläufigen Angaben des Gro

geräteproduktion 1957

gabe- ung	Klirrfaktor %	Fremd- spannungs- abstand dB	Frequenzumfang Hz	Röhren- bestückung	Wiedergabe- verstärker	Mikrofon- vorverstärker	Aus- führungs- form	Abmessungen mm	Gewicht kg	Preis[2]) DM	Bemerkungen
	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
5 kΩ	3	40	40 ... 12 000	EF 86, ECC 81, EL 84, EM 11	ja	ja	Koffer Chassis	430 × 310 × 200 390 × 278 × 160	18 15	1070,— 898,—	3 umschaltbare Eingänge, Drucktastenschaltung, eingebaute Kontrolllautsprecher, automatische Löschung und Löschverriegelung, Anschluß für Fernbedienung
6 kΩ	Vollaussteuerung 5 % unterhalb 2 %	40	50 ... 10 000	ECH 81, EM 11	nein	ja	Koffer	200 × 280 × 425	10	670,—	Automatische Löschung und Löschverriegelung
							Koffer	200 × 305 × 480	12	700,—	Technische Daten siehe MT 01
	—		200 ... 4000	ECF 82, ECF 82, EZ 80	ja	ja	Preß- stoff	310 × 280 × 130	—		Fernbedienung, Mikrofon mit Fernbedienung, Telefonadapter, Stetoeliphörer, eingebauter Lautsprecher 1 W
100 kΩ	1,5	35	40 ... 12 000 ± 2 dB (C-Band)	EF 12, EF 80, EL 11, 6 E 5, EZ 11	ja	ja	Schatulle Koffer	510 × 370 × 170	35		

es Großhandelskontors für Technik

Die **Karl-Marx-Universität, Leipzig C 1**, Ritterstr. 26, sucht

1 Hochfrequenz-Ingenieur
1 Rundfunkmechaniker

mit gutem handwerklichem Können.

Wir suchen zum sofortigen Eintritt:

mehrere Funkmechaniker
Funktechniker

f. den Sendebetrieb. Schriftliche Bewerbungen bitten wir zu richten an die Kaderabteilung **Funkamt Nauen** b. Berlin

---

R-F-T-Vertragswerkstatt, Nähe Berlin (DDR), sucht

zwei Rundfunkmechaniker oder Techniker,

möglichst Führerschein Kl. 3. Fernsehprüfung oder gute Kenntnisse unbedingt erforderlich, ausschließlicher Einsatz im Fernseh-Service.

HANS BEIER, Radio · Fernsehen · Elektro, **Gransee / Mark,** Rudolf-Breitscheid-Straße 17.

Für **sofort** suche ich **einen**

Rundfunkmechaniker

G. HERBST, Radio-Spezialgeschäft, **Bützow (Mecklenbg.)**

Umformer

12 V Gleichstrom / 1000 V 1 A Gleichstr., f. 250,– DM zu verkaufen. Angebote an

W. HEINRICH, Werdau (Sa.), H.-Heine-Straße 14.

Rundfunkmechaniker

für sofort od. später gesucht

Radio-Quelle Hans Syrbe

Altenburg (Thür.), Straße der Arbeiter-Einheit 39, Tel. 330

Verkaufe

Radiowerkstatteinrichtung

mit allen Zubehörteilen 650.– DM

Tausche

Motorrad bis 125 ccm ein.

K. Klitzsch, Schmölln

Bezirk Leipzig

● **LAUTSPRECHER-** ●

Reparaturen u. Neuanfertigung

aufmagnetisieren – spritzen

sauber · schnell · preiswert

Mechanische Werkstatt

Alfred Pötz, Arnstadt i. Thür.

Friedrichstraße 2 · Telefon 673

Prüf- und Meßgeräte

für Rundfunk- u. Fernseh-Reparatur-Werkstatt zu kaufen gesucht.

Angebote mit Unterlagen erbeten unter RF 1464.

Radio- und sonstige **Reparaturkarten**

KLOSS & CO., Mühlhausen (Thür.)

Ford. Sie unverbindlich Muster



Versilberung aller techn. Teile kurzfristig

GLAUCHAU / Sa., Tel. 25 17



Beschriften Sie Ihre Maschinen, Apparate, Geräte usw. (Firmenschild, Schutzmarke o. ä.) durch ***Abziehbilder - Schiebebilder***

VEB (K) Buch- und Werbedruck, Saalfeld (Saale)



Schriftzüge

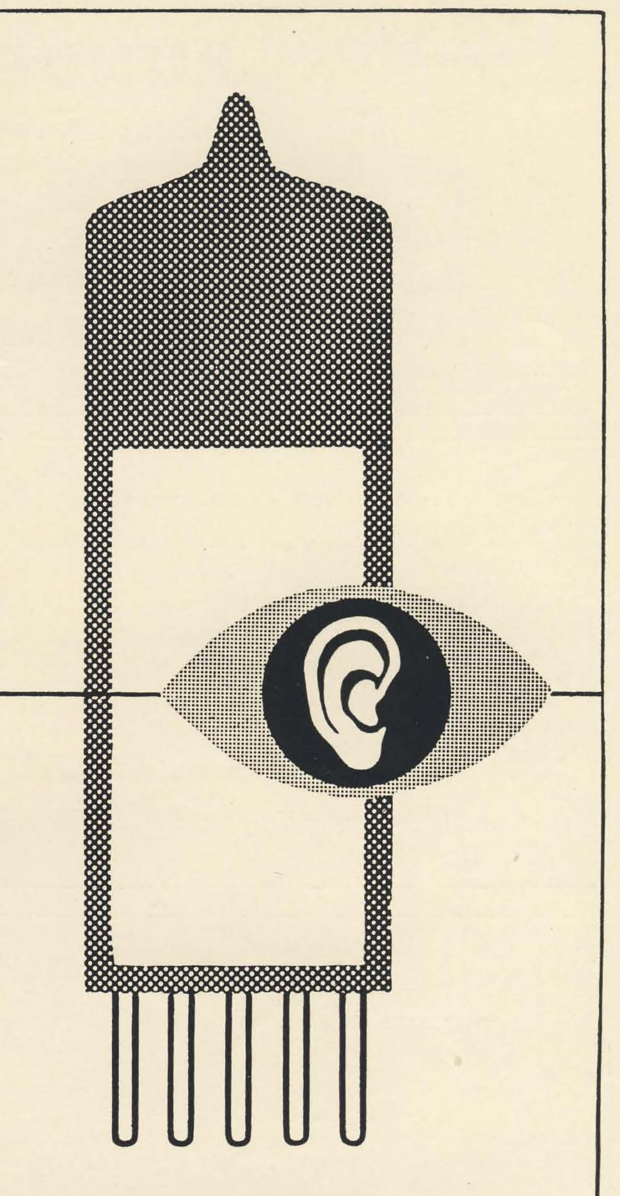
AUS METALL

farbig eloxiert für die gesamte Industrie

Geräte-Schriftzeichen Firmenzeichen · Plaketten · Typen- und Leistungsschilder aller Art, in geprägter Ausführung liefert

G. G. KERBACH, PRÄGEWERK

Werkzeug- u. Maschinenbau, **Radebeul 2,** Kötitzer Str. 17–19



DIE WELT SEHEN UND HÖREN
MIT R-F-T -RÖHREN

Röhren für Rundfunk
und Fernsehen,
Senderöhren,
Deziröhren,
Spezialröhren für Meßzwecke
und elektronische Steuerungen

Die Röhrenwerke der Deutschen Demokratischen Republik

VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN
VEB FUNKWERK ERFURT
VEB RÖHRENWERK ANNA SEGHERS
VEB RÖHRENWERK MÜHLHAUSEN